

BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

09.02.2004

PRIORITY DOCUMENT

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



RECEIVED
25 MAR 2004
WIPO PCT

Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

Aktenzeichen: 103 16 539.8

Anmeldetag: 10. April 2003

Anmelder/Inhaber: Siemens Aktiengesellschaft, 80333 München/DE

Bezeichnung: Schaltungsanordnung und Verfahren zur
Ansteuerung eines bürstenlosen permanenterregten
Gleichstrommotors

IPC: H 02 P 6/18

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 5. Februar 2004
Deutsches Patent- und Markenamt

Der Präsident

Im Auftrag

Fauaz

A 9161
03/00
EDV-L

BEST AVAILABLE COPY

Beschreibung

Schaltungsanordnung und Verfahren zur Ansteuerung eines bürstenlosen permanenterregten Gleichstrommotors

5

Die Erfindung betrifft eine elektronische Schaltungsanordnung und ein Verfahren zum selbstkommutierenden Ansteuern eines bürstenlosen permanenterregten Gleichstrom-Elektromotors wobei die Rotorposition ohne zusätzliche Sensoren bestimmt

10

wird.

Wenn ein elektronisch kommutierter Elektromotor als selbstkommutierte Maschine betrieben werden soll, ist es erforderlich die momentane Rotor-Drehlage zu erfassen. Dazu können separate Sensoren wie z.B. Encoder, Resolver oder Hall-ICs verwendet werden. Aber auch eine sensorlose Rotorlageerfassung durch Auswertung der in den Motorphasen induzierten Spannungen kann hier zum Einsatz kommen.

15

In der US Patentschrift 5 469 033 A wird ein Verfahren beschrieben, durch das die Anordnung mehrerer Hall-Sensoren in einem bürstenlosen elektrischen Gleichstrom-Motor durch eine elektronische Schaltungsanordnung ersetzt wird. Diese Schaltungsanordnung generiert mit Hilfe einer Logik-Einheit Signale, welche die Hall-Sensorsignale funktionell ersetzen.

25

Vor allem bei kleineren Antrieben sind der exakten Positionierung der Hall-Sensoren allerdings Grenzen gesetzt. Der mechanische Aufwand nimmt erheblich zu. Um die Streubreite der Positionierung gering zu halten und um einen guten Wirkungsgrad und/oder ein hohes Motormoment zu erhalten, bleibt oftmals nur noch die Möglichkeit die Sensoren im Fertigungsprozess aufwendig zu justieren. Dies hat zur Folge, dass besonders bei sehr kleinen Motoren, an die trotzdem sehr hohe Anforderungen gestellt werden, die Kosten erheblich steigen.

30

Hier ist die sensorlose Rotorlageerfassung trotz des höheren elektronischen Aufwandes eine wirtschaftliche Alternative. Auch bei Motoren, bei denen der Rotor gekapselt ist, und dadurch ein zusätzlicher mechanischer Aufwand für die Gehäuse-

35

Durchführung der Hall-Sensorsignale erforderlich wird, kann eine sensorlose Erfassung der Rotor-Drehlage über die Auswertung der in den Motorphasen induzierten Spannungen vorteilhaft zum Einsatz kommen. Besonders bei Motoren kleinerer

5 Leistung, bei denen keine hohen Anforderungen an die Dynamik gestellt werden und bei Motoren, die innerhalb eines begrenzten Drehzahlbandes arbeiten sollen, hat sich eine sensorlose Rotorlageerfassung etabliert. Dies sind z.B. Festplattenmotoren, Pumpenantriebe, Lüfter und Gebläsemotoren. Die Grundlage dieses Verfahrens basiert auf dem Erfassen und Auswerten 10 der in den Phasen induzierten elektrischen Signale, die auch als Gegen-EMK-Signale oder Back-EMF-Signale bekannt sind und im Folgenden einfach als Induktionssignale bezeichnet werden.

15 Die europäische Patentanmeldung EP 0 840 439 A1 offenbart einen Verstärker und ein Verfahren zum Ermitteln eines Induktionssignals (Back-EMF-Signal) einer Phase eines Gleichstrom-Motors zur Bestimmung der Drehlage des Rotors. Dazu wird das Induktionssignal mit Hilfe einer Komparator-Schaltung mit einem Referenzsignal verglichen und bei Überschreiten des Referenzsignals der Status des Ausgangssignals gewechselt. Um 20 bauteilspezifische Unsicherheiten durch Ansprech-Hysterese zu beseitigen wird sowohl dem Induktionssignal als auch dem Referenzsignal eine Vorspannung (Spannungs-Offset) überlagert, 25 wobei die Vorspannung auf das Referenzsignal in Abhängigkeit von einem Steuersignal erst bei Annäherung des Induktionssignals an einen Null-Durchgang aufgeschaltet wird.

30 Bei den bekannten Verfahren wird bei der Auswertung des Induktionssignals zur Ermittlung der Rotor-Drehlage von einem idealen Verlauf des Induktionssignals ausgegangen, was jedoch nicht einem tatsächlich zu messenden Induktionssignal einer Motorphase im Betrieb entspricht. In Wirklichkeit ist dieses Signal von Störungen und Schwingungen überlagert, die zum

35 Beispiel durch die Ansteuerelektronik verursacht werden. Dies trifft besonders zu, wenn der Motor pulsweitenmoduliert betrieben und mit Leistungshalbleitern kommutierend beschaltet

ist. Das Signal ist also mit Störungen einer unbekannten Frequenz- und Amplitudenbandbreite überlagert, die eine genaue Bestimmung des Induktionssignalverlaufes und somit der relativen Rotor-Drehlage erschwert. Dies wiederum hat, besonders bei höheren Drehzahlen erhebliche Leistungseinbußen im Betrieb und Einschränkungen bei der Steuerung/Regelung von Drehzahl und Drehmoment zur Folge.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die momentane relative Drehlage des Rotors eines bürstenlosen Gleichstrommotors genauer zu bestimmen und somit eine differenzierte Ansteuerung von Stellgrößen zu ermöglichen, die Leistung und Wirkungsgrad im selbstkommutierenden Betrieb des Motors maßgeblich bestimmen.

15

Gelöst wird diese Aufgabe erfindungsgemäß mit einer Schaltungsanordnung gemäß Anspruch 1 und einem Verfahren mit den Merkmalen gemäß Anspruch 7.

20 Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung ist unabhängig von der Anzahl und der Verschaltung der Motorphasen, in Stern-, Delta- oder Polygonform, einsetzbar. Prinzipiell ergibt sich bei jeder dieser Phasen-Verschaltungen ein freier, äußerer Phasenanschluss pro Phase, der über Leistungs-Schaltelemente wahlweise auf das höhere oder das niedrigere Potenzial einer Versorgungs-Gleichspannungsquelle geschaltet oder auch von beiden Potenzialen getrennt und somit quasi potenzialfrei geschaltet werden kann.

30 Die Leistungssteuereinheit zum Schalten der oben genannten drei Schaltzustände für die einzelnen Motorphasen ist aus Leistungs-Schaltelementen aufgebaut. Dabei sind pro Phase zumindest zwei dieser Leistungs-Schaltelemente in Halbbrückenschaltung vorgesehen. Diese Leistungs-Schaltelemente werden 35 von der Steuereinheit so angesteuert, dass jede Motorphase kommutierend, das heißt, in zyklischer Reihenfolge und zeitlich versetzt zu den übrigen Motorphasen, für jeweils eine

Zeitdauer, wechselnd zunächst mit dem höheren Potenzial (Schaltzustand 1), dann potenzialfrei (Schaltzustand 2) und darauffolgend mit dem niedrigeren Potenzial (Schaltzustand 3) der Gleichspannungsquelle beschaltet wird. Dieser Ablauf der

5 Schaltzustände wird als Kommutierungszyklus einer Phase bezeichnet, der sich fortlaufend wiederholt. Dadurch wird, je nach Konstruktionsprinzip des Motors, im Stator oder im Rotor ein umlaufendes Magnetfeld erzeugt, welchem der permanenterregte Rotor bzw. Stator im Gleichlauf folgt und sich dreht.

10 Die Zeitdauer eines Zyklusabschnittes oder Schaltzustandes im Kommutierungszyklus einer Phase, in dem die Phase mit einem Batteriepotenzial beaufschlagt ist, wird im Folgenden auch als Kommutierungszeitdauer oder Kommutierungswinkel bezeichnet.

15

Durch die Drehung des Rotors wird gleichzeitig ein elektrisches Induktionssignal in der Phase erzeugt, das idealisiert dargestellt im Wesentlichen einen sinusförmigen Verlauf aufweist. Der einmalige Durchlauf dieser Sinuskurve von 0° bis 360° kennzeichnet den elektrischen Zyklus einer Motor-Phase. Bei Gleichlauf des umlaufenden Magnetfeldes und des Rotors entspricht der komplette Kommutierungszyklus einer Phase dem elektrischen Zyklus und somit einem Winkel von 360° .

20

25 Bezogen auf den kompletten Kommutierungszyklus einer Phase kann der Kommutierungszeitdauer somit auch ein Winkelabschnitt, der als Kommutierungswinkel bezeichnet wird, zugeordnet werden.

30 Durch die Kommutierungszeitdauer, die das zeitliche Verhältnis des potenzialfreien Zyklusabschnittes zu den Zyklusabschnitten, in denen die Phase mit Batteriepotenzial beaufschlagt ist, bestimmt, sowie den Zeitpunkt des jeweiligen Umschaltens bezogen auf die Rotor-Drehlage, wird die Drehzahl

35 und das Drehmoment des Motors beeinflusst.

Eine weitere Möglichkeit die Leistung des Motors zu beeinflussen besteht in der so genannten pulsweiten- oder pulsbreitenmodulierten Ansteuerung, die im Folgenden als PWM-Steuerung bezeichnet wird. PWM-Steuerung bedeutet, dass die 5 nicht potenzialfreien Schaltzustände (Schaltzustand 1 und 3) nicht kontinuierlich während der kompletten Kommutierungszeitdauer aufrecht erhalten werden, sondern das jeweilige Batteriepotenzial in einem variierbaren Pulsweitenverhältnis zu- und abgeschaltet wird. Dieses Pulsweitenverhältnis definiert 10 das zeitliche Verhältnis von Zu- und Abschaltzeitdauer und bestimmt die mittlere Leistung und somit Drehzahl und Drehmoment des Motors mit.

Da der Zeitpunkt des jeweiligen Umschaltens von einem Schaltzustand in den Nächsten in Abhängigkeit von der Rotor-Drehlage bestimmt wird, ist es wichtig die aktuelle Rotor-Drehlage möglichst genau zu kennen. Für die Ermittlung der Rotor-Drehlage wird das durch die Rotordrehung in der Phase induzierte elektrische Induktionssignal herangezogen. Hierzu 20 kommt jedoch nur der Bereich des elektrischen Kommutierungszyklus infrage, in dem die jeweilige Phase potenzialfrei geschaltet (Schaltzustand 2) ist, da hier keine Batterie-Spannungen oder -Ströme das Induktionssignal überlagern. Dieser Bereich wird mit größer werdendem Kommutierungswinkel 25 kleiner und mit zunehmender Rotorgeschwindigkeit zeitlich kürzer. Um unter diesen Umständen den Verlauf des Induktionssignals mit der erforderlichen Genauigkeit auswerten zu können, kommt es darauf an, dass dieses Signal möglichst störungsfrei bereitgestellt werden kann.

30 Bedingt durch den Aufbau der Leistungs-Schaltelemente weisen diese jedoch parasitär wirkende elektrische Kapazitäten auf. Diese Kapazitäten wirken auf das Induktionssignal störend, indem sie die zu messende Phase belasten und dadurch Strom- und Spannungsschwankungen hervorrufen die dem Induktionssignal 35 überlagert sind. Bedingt durch Umgebungseinflüsse und den Aufbau des Motors und der Steuerschaltung sind dem Induktions-

onssignal naturgemäß ohnehin bereits meist hochfrequente Störungen überlagert. Ein derart verunreinigtes, mit Störungen überlagertes Induktionssignal lässt eine genaue Bestimmung der Rotor-Drehlage ohne zusätzlichen Signalgeber nicht zu.

5

Mit Hilfe der Erfindung gelingt es nun die genannten Störungen des Induktionssignals größtenteils zu kompensieren. Die Erfindung basiert auf der Erkenntnis, dass der durch die Phasenanordnung und die Leistungs-Schaltelemente gegebene Schaltungsaufbau, bezogen auf jeweils nur eine Phase, als Brückenschaltung gesehen werden kann, in der jeweils nur ein Glied fehlt.

15 Erfindungsgemäß kann dementsprechend nur eine Phase zur Messung des erforderlichen Induktionssignals herangezogen werden, die im Weiteren als Signal-Phase bezeichnet wird. Zwischen den Phasenanschluss der Signal-Phase und den Phasenanschluss einer im Kommutierungszyklus benachbarten Phase wird ein kapazitives Entstörbauteil, beispielsweise ein R/C-Glied, 20 eingebracht, das die Brückenschaltung bezogen auf die Signal-Phase vervollständigt.

Die Brückenschaltung besteht somit aus:

- den beiden der Signal-Phase im Kommutierungszyklus benachbarten Phasen, die einen Schenkel der Brückenschaltung bilden,
- der parasitären Gesamtkapazität der Leistungs-Schaltelemente, die der Signal-Phase zugeordnet sind, und dem kapazitiven Entstörbauteil, die zusammen einen zweiten Schenkel der Brückenschaltung bilden und
- der Signal-Phase selbst, welche die Messbrücke bildet, an der das Induktionssignal gemessen werden soll.

35 Das kapazitive Entstörbauteils wird so dimensioniert, dass die genannte Brückenschaltung abgeglichen ist und dadurch die Störeinflüsse der Leistungs-Schaltelemente kompensiert werden. Somit ist am Phasenanschluss das um diese Störeinflüsse bereinigte Induktionssignal messbar.

Dieses Induktionssignal wird dann einer separaten Auswerte-Elektronik oder einer in der Hauptsteuereinheit integrierten Auswertelogik zugeführt, in der anhand des Signalverlaufes
5 die aktuelle Drehlage des Rotors bestimmt wird.

Durch die Erfindung wird somit ein störungsresistenter Lauf und eine Steigerung des Wirkungsgrades speziell in Grenzbe-
reichen, bei hoher Drehzahl, großen Kommutierungswinkeln und
10 wechselndem Pulsweitenverhältnis ermöglicht. Dies hat positive Auswirkungen auf das Leistungsgewicht und die Baugröße des Motors sowie auf den Energieverbrauch im Betrieb. Erfinderische Weiterbildungen sind durch die Unteransprüche gekenn-
zeichnet.

15

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung wird im Folgenden an-
hand von schematischen Zeichnungen näher erläutert. Es zei-
gen:

20 **Figur 1** ein Blockschaltbild der Schaltungsanordnung zur An-
steuerung eines bürstenlosen Gleichstrommotors,
Figur 2 einen Signalverlauf eines Phasensignals über einen
elektrischen Zyklus einer Phase,
Figur 3 eine Brückenschaltung aufgebaut aus drei Motorphasen,
25 Leistungs-Schaltelementen und einem Entstörbauteil,
Figur 4 eine Schaltungsanordnung einer Halbwellen-
Differentialverstärker-Einheit mit Filterfunktion,
Figur 5 ein Ausführungsbeispiel eines Gate-Generators,
Figur 6 den Schaltungsaufbau eines Signalgebers zum Erzeugen
30 eines Open-Window-Steuersignals,
Figur 7A ein Ausführungsbeispiel eines Positionsdetektors mit
Digitalfilterfunktion zum Erzeugen eines Positions-
signals,
Figur 7B Diagrammausschnitte mit Darstellung der zeitlichen
35 Signalverläufe, die zum Erzeugen des Positionssignals
herangezogen werden,

Figur 8 einen Schwellwertgeber zur Erzeugung und Aktivierung eines Schwellwertsignals,

Figuren 9a bis 9d idealisierte zeitliche Verläufe der Signale, die zur Bestimmung der Rotorposition herangezogen oder erzeugt werden, bei unterschiedlichen Rotor-Drehgeschwindigkeiten und

Figur 10 eine prinzipielle Schaltungsanordnung zur Ansteuerung eines bürstenlosen Elektromotors, bei dem die Verarbeitung des Induktionssignals und die Generierung eines Positionssignals durch die Hauptsteuereinheit übernommen werden.

Funktionsgleiche Elemente und Signale sind in den Figuren mit den selben Bezugszeichen bzw. Bezeichnungen versehen.

Ein Blockschaltbild mit dem prinzipiellen Aufbau einer Ansteuerungselektronik eines bürstenlosen Elektromotors zeigt **Figur 1**. Die im Wesentlichen dargestellten Einheiten sind ein Elektromotor 1, eine Leistungssteuereinheit 6, ein kapazitives Entstörbauteil 2 (CR), eine Signalaufbereitungseinheit 4C, eine Hauptsteuereinheit 4 mit Positionsverarbeitungsmodul 4A und Kommutierungsmodul 4B, ein Pulsweitenmodulator 4D, eine Leistungs-Gleichspannungsquelle 5 und eine Steuer-Gleichspannungsquelle 3.

Der Elektromotor 1 ist als bürstenloser Gleichstrom-Motor dargestellt, der im Folgenden auch als BLDC-Motor bezeichnet wird und welcher drei Motor-Phasen aufweist. Die Leistungssteuereinheit 6 beinhaltet eine schematische Darstellung der Anordnung von Leistungs-Schaltelementen K1_High, K1_Low in Form einer Transistor-Halbbrückenschaltung zur Ansteuerung einer Motor-Phase P1 stellvertretend für die Leistungs-Schaltelemente an den weiteren Motor-Phasen P2 bis Pn, wobei die Phasenzahl n des Elektromotors prinzipiell beliebig ist.

Die Motor-Phasen P1 bis Pn des Elektromotors 1 werden von der Leistungssteuereinheit 6 kommutierend mit den Potenzialen der Leistungs-Gleichspannungsquelle 5 beschaltet. Die Ansteuerung

der Leistungs-Schaltelelemente der Leistungssteuereinheit 6 erfolgt durch das Kommutierungsmodul 4B der Hauptsteuereinheit 4. Zusätzlich sind an die Motor-Phasen P1 bis Pn des Elektromotors 1 Signalleitungen V1 bis Vn angeschlossen, über welche 5 die Phasensignale der Motor-Phasen P1 bis Pn der Signalverarbeitungseinheit 4C zugeführt werden.

Die Signalaufbereitungseinheit 4C dient zum Erzeugen des Positionssignals, welches in die Hauptsteuereinheit 4 eingespeist und dort in dem Positionsverarbeitungsmodul 4A weiter- 10 verarbeitet wird.

Zwischen der im Weiteren auch als Signal-Phase P1 bezeichneten Motor-Phase P1 und der benachbarten Motor-Phase P2 befindet sich das kapazitive Entstörbauteil 2 (CR), welches zur Kompensation von Störeinflüssen auf das Induktionssignal der 15 Signal-Phase P1 dient.

Die Signalverarbeitungseinheit 4C sowie die Hauptsteuereinheit 4 werden über die so genannte Steuer-Gleichspannungsquelle 3 mit Strom versorgt. Alternativ kann die Steuer- 20 Gleichspannungsquelle 3 auch durch das Auskoppeln einer Versorgungsspannung aus der Leistungs-Gleichspannungsquelle 5 ersetzt werden. Diese Versorgungsspannung kann mit Hilfe eines Spannungsreglers 7 oder eines Spannungswahlders 7 an das Niveau der Arbeitsspannung der Hauptsteuereinheit 4 und der 25 Signalverarbeitungseinheit 4C angepasst werden.

In der Signalaufbereitungseinheit 4C wird in Abhängigkeit von Status-Signalen der Hauptsteuereinheit 4 aus dem Induktionssignal der Signal-Phase P1 ein Rotor-Positions-Signal erzeugt 30 und dem Positionsverarbeitungsmodul 4A der Hauptsteuereinheit 4 zugeführt. Das Positionsverarbeitungsmodul 4A der Hauptsteuereinheit 4 erzeugt daraus Status-Signale, die dem entsprechenden Rotor-Positions-Abschnitt entsprechen. Diese Status-Signale werden zur Regelung der Motorleistung sowohl 35 der Signalaufbereitungseinheit 4C als auch dem Kommutierungsmodul 4B zugeführt.

Das Kommutierungsmodul 4B gibt abhängig von den Status-Signalen und den Signalen des Pulsweitengenerators 4D die Steuersignale 1_{hi} bis n_{low} für die Leistungs-Schaltelemente aus. Diese Steuersignale werden dem PWM-Signal entsprechend 5 moduliert, was zur Variation der effektiven Motorleistung dient.

In der Leistungssteuereinheit 6 werden die Steuersignale 1_{hi} bis n_{low} ggf. aufbereitet und die Leistungs-Schaltelemente damit angesteuert.

10 **Figur 2** zeigt im oberen Phasen-Diagramm den idealisierten zeitlichen Verlauf eines Phasen-Signals U_1 an der Signal-Phase P_1 des Elektromotors bei pulsweitenmodulierter Ansteuerung. Dem Phasen-Signal hinterlegt ist der idealisiert dargestellte sinusförmige Verlauf des Induktionssignals U_i und die zugehörige Sinus-Achse S dargestellt. Der komplette elektrische Zyklus Z_{el} ist in sechs einzelne gleichlange Abschnitte 15 S_1 bis S_6 , im Folgenden "States" genannt, von jeweils 60° unterteilt.
20 Darunter sind die zugehörigen Steuersignale 1_{high} und 1_{low} für die zugehörigen Leistungs-Schaltelemente der Signal-Phase dargestellt.

25 Durch die relative Drehung des Rotors zum Stator durchwandert die einer Phase zugehörige Phasen-Wicklung jeweils die Magnetfelder der korrespondierenden Magnetpole.

Bei potenzialfrei geschaltetem Phasenanschluss bildet sich an der jeweiligen Phase beim Durchwandern eines jeweiligen Magnetfeldes idealisiert dargestellt ein im Wesentlichen sinusförmiger Verlauf des Induktionssignals U_i um eine Sinus-Achse 30 S aus. Das einmalige Durchlaufen dieser Sinuskurve von 0° bis 360° entspricht dem elektrischen Zyklus Z_{el} der jeweiligen Phase. Je nach Anzahl der magnetischen Pole des Motors wird 35 der elektrische Zyklus Z_{el} an einer Phase während einer Rotordrehung mehrfach durchlaufen.

Diesem sinusförmigen Verlauf des Induktionssignals U_i ist die kommutierende, pulsweitenmodulierte Beschaltung der Signalphase mit Batteriepotenzial V_{batt} überlagert, was den Gleichlauf von Rotor und umlaufendem Magnetfeld voraussetzt. Bei

5 Gleichlauf von Rotor und umlaufenden Magnetfeld entspricht der elektrische Zyklus Z_{el} somit dem Kommutierungszyklus Z_{Kom} . Mit steigender Drehzahl des Rotors werden die elektrischen Zyklen einer Phase in kürzer werdenden Zeitabschnitten durchlaufen. Entsprechend muss auch der Kommutierungszyklus durch

10 die Hauptsteuereinheit schneller wiederholt werden.

Um die daraus resultierenden Anforderungen an die Hauptsteuereinheit, zum Beispiel einen Mikrocontroller, zur Ansteuerung der einzelnen Motor-Phasen in vertretbarem Rahmen zu halten, wird der Kommutierungszyklus Z_{Kom} in eine vorgegebene Anzahl, im Regelfall gleichgroßer, States unterteilt. Mindestens für die Dauer eines States wird die Beschaltung der einzelnen Motor-Phasen jeweils beibehalten. Zur einfachen Darstellung wurde der elektrische Zyklus in **Figur 2** in sechs States S1 bis S6, zu je 60° unterteilt, es sind jedoch durchaus auch höhere oder niedrigere Teilungen möglich.

Der sinusförmige Verlauf des Induktionssignals U_i im elektrischen Zyklus Z_{el} wird von den innerhalb bestimmter States (State S1 u. S2 sowie S4 u. S5) aufgeschalteten Spannungspotenzialen ($0V/V_{batt}$) einer Gleichspannungsquelle überlagert. Die Dauer, für die eine Phase auf jeweils ein Potenzial der Gleichspannungsquelle geschaltet ist, wird als Kommutierungswinkel KW bezeichnet. Wird, wie in **Figur 2** gezeigt, jeweils für zwei aufeinanderfolgende States von 60° ein Potenzial der Gleichspannungsquelle auf eine Motor-Phase geschaltet, so ergibt sich ein Kommutierungswinkel KW von 120° .

30 Das für die Dauer eines oder auch mehrerer aufeinanderfolgender States auf den Phasenanschluss gelegte obere Potenzial V_{batt} der Gleichspannungsquelle ist in **Figur 2** pulsweitenmoduliert dargestellt. Das heißt, dieses Potenzial wird mit bestimmter Frequenz innerhalb des Kommutierungswinkels KW , ge-

steuert durch das Steuersignal l_{high} , zu- und abgeschaltet. Das Verhältnis von Zu- und Abschaltzeit wirkt sich auf die vom Elektromotor abgegebene Leistung aus.

5 Das Überschwingen des Phasen-Signals U_1 , das sich aus dem Induktionssignal U_i und dem jeweiligen auf die Phase geschalteten Potenzial der Gleichspannungsquelle ($0V/V_{batt}$) zusammensetzt, bei jedem Abschaltvorgang unter das $0V$ -Potenzial, ist auf das induktive Verhalten der Phasen-Wicklungen zurückzuführen.

10 Während State S3 ist die Signal-Phase P_1 von beiden Potenzialen der Gleichspannungsquelle getrennt. Innerhalb dieses States wird das isolierte Induktionssignal U_i sichtbar, da es nicht von einem Batteriepotenzial überlagert ist. In diesem 15 Bereich befindet sich auch der Punkt XS , in dem das sinusähnliche Induktionssignal U_i die Sinus-Achse S schneidet, was auch als 0-Durchgang der Sinuskurve bezeichnet werden kann. Dieser Punkt entspricht einer zugeordneten Rotorposition in Bezug auf den Stator innerhalb eines elektrischen Zyklus der 20 Signal-Phase P_1 .

Es ist jedoch zu beachten, dass auch hier nach dem Abschalten des Batteriepotenzials V_{batt} ein induktionsbedingtes Überschwingen des Posen-Signals U_1 unter das $0V$ -Niveau zu verzeichnen ist. Dadurch wird die Sinus-Achse S vom Phasen-Signal U_1 zunächst in Richtung $0V$ -Niveau und dann wieder entgegengesetzt gerichtet überschritten, bevor das Induktionssignal U_i mit seinem sinusähnlichen Verlauf sichtbar wird. Dieser Bereich des Überschwingens muss beim Ermitteln der 25 Rotorposition ausgeblendet werden.

30 Das Schaltbild der Figur 3 zeigt eine Motor-Phasenanordnung P_1, P_2, P_n eines BLDC-Motors 1, eine Pulsquelle 6B an den Phasenanschlüssen V_2 und V_n , eine konkret dargestellte Anordnung der Leistungs-Schaltelemente (K1 High und K1 Low) 6A am 35 Phasenanschluss V_1 einer Signal-Phase P_1 sowie die Anordnung des kapazitiven Entstörbauteils 2 (CR) zwischen den Phasenan-

schließen V1 und V2 der Motor-Phasen P1 bzw. P2. Das Entstörbauteil 2 besteht dabei aus einem Widerstand Rk und einem Kondensator Ck, die in Reihe geschaltet sind.

5 Der BLDC-Motor 1 ist hier als dreiphasiger Motor ausgeführt. Die Pulsquelle 6B ist eine vereinfachte Darstellung der Halbbrücken-Anordnungen von Leistungs-Schaltelementen der Motor-Phasen P2 und Pn und kann als mit einer PWM-Frequenz schwingend angenommen werden.

10

Bei dynamischen Vorgängen wirken die parasitären MOSFET-Kapazitäten Cp der Leistungs-Schaltelemente K1-High und K1-Low der Phase P1 derart, dass diese als parallel auf Masse geschaltet angenommen werden können. Mit dem kapazitiven Entstörbauteil 2 (CR) kann nun die Brückenschaltung, bestehend aus Motor-Phase P2, Motor-Phase Pn, 2xCp und der zu messenden Signal-Phase P1, so abgeglichen werden, dass die Kleinsignal-Potenzialdifferenz zwischen einem Sternpunkt SP und dem Phasenanschluss V1 Null ist.

15

Idealerweise entspricht der Kapazitätswert Ck des kapazitiven Entstörbauteils 2 (CR) der Gesamtkapazität der zugeordneten parasitären MOSFET-Kapazitäten Cp. In diesem Fall ergibt sich der Kapazitätswert Ck zu $Ck = 2 \times Cp$.

20 Der Widerstand Rk dient dabei zur Begrenzung des Kompensationsstromes durch das Entstörbauteil 2.

25 In **Figur 4** ist ein Schaltungsaufbau einer Halbwellen-Differentialverstärker-Einheit, HDV-Einheit, mit zusätzlicher Filterfunktion für einen dreiphasigen BLDC-Motor dargestellt. Die HDV-Einheit weist drei Signaleingänge DE1, DE2 und DE3 für die Phasenanschlüsse V1, V2 und Vn der Motor-Phasen P1, P2 und Pn und einen weiteren Signaleingang DE4 für ein Offset-Signal uos auf. Weiter weist die HDV-Einheit ein Komparatobauteil K und ein Kondensator C2 sowie diverse Widerstände Rx auf. Am Signalausgang DA1 wird ein Auswertesignal us bereitgestellt.

In die HDV-Einheit, die eine Komponente der Signalaufbereitungseinheit 4C darstellen kann, werden über die Signaleingänge DE1, DE2 und DE3 die Phasensignale U1, U2 bzw. Un der 5 Signal-Phase P1 bzw. der im Kommutierungszyklus benachbarten Motor-Phasen P2 und Pn eingespeist. Über den weiteren Signaleingang DE4 wird ein konstantes Offset-Signal uos eingespeist. Das Offset-Signal uos dient dazu den Bezug zu einem Referenzpotential herzustellen und kann durch einen einfachen 10 Spannungsteiler, bestehend aus R01 und R02, an einer Gleichspannungsquelle (nicht dargestellt) bereitgestellt werden, deren 0V-Potenzial das 0V-Referenzpotenzial bildet.

Die drei Phasensignale U1, U2 und Un werden über die Widerstände 15 und das Komparatorbauteil K gemäß der Beziehung

$$us = \frac{2}{3} \cdot U1 - \frac{1}{3} \cdot (U2 + Un)$$

miteinander verknüpft und auf das 0V-Referenzpotenzial einer Gleichspannungsquelle bezogen. Als Ergebnis liegt am Signalausgang DA1 der HDV-Einheit eine Spannung US bezogen auf das 20 0V-Referenzpotenzial der Gleichspannungsquelle an, das im Weiteren als Auswertesignal us bezeichnet wird.

Dazu wird mit den Widerständen Rn, Rb und Rbc sowie aus Rn, Rc und Rbc jeweils das Verhältnis 1:3 gemäß der Beziehung

$$\frac{Rn}{Rb + 2 \cdot Rbc} = \frac{Rn}{Rc + 2 \cdot Rbc} = \frac{1}{3}$$

eingestellt und mit den Widerständen Ra1, Ra2, dem Innenwiderstand Ro der Offset-Signalquelle und Rp wird das Verhältnis 25 2:3 gemäß der Beziehung

$$\frac{Rp + Ro}{Ra1 + Ra2} = \frac{2}{3}$$

eingestellt.

Ein Kondensator C2 bildet zusammen mit den Widerständen Rb, 30 Rc und Ra1 einen Filter zur Unterdrückung von Störsignalen, die den Phasen-Signalen überlagert sind und die nicht bereits

durch ein vorgelagertes Entstörbauteil (CR) kompensiert worden sind. Um eine hohe Störunterdrückung zu erreichen muss dieses Filter gut von der ihn umgebenden Schaltungsanordnung entkoppelt werden. Dazu sollte $R_{bc} \gg R_b$, R_c und $R_{a2} \gg R_{a1}$ gewählt werden. Bei einem Gesamtverstärkungsfaktor von eins ist ein optimaler Signal-Rauschabstand gewährleistet.

Durch Knoten- und Maschenanalyse kann gezeigt werden, dass die Auswertesignal u_s am Signalausgang DA1 der HDV-Einheit dem Phasensignal U_1 der Signal-Phase P1 proportional ist. Bedingung dafür ist, dass die Phasen-Induktivität winkelunabhängig ist und dass von der Halbbrücke der Phase P1 kein Strom mehr zum korrespondierenden Phasenanschluss V_1 fließt. Bei einem Gesamtverstärkungsfaktor von eins, entspricht das am Signalausgang DA1 anliegende Auswertesignal u_s dem an der Signal-Phase P1 anliegenden Phasensignal U_1 , das zur Positionsbestimmung des Rotors ausgewertet werden soll.

In **Figur 5** wird ein Ausführungsbeispiel eines Gate-Generators dargestellt, der ein weiterer Bestandteil einer Signalaufbereitungseinheit 4C sein kann. Der Gate-Generator besteht im Wesentlichen aus einem Gate-Schaltelement Q1, welches ein Plus-Potenzial einer Gleichspannungsquelle (nicht dargestellt) und eine Signalleitung VS verbindet. Der Gate-Generator weist zwei Signaleingänge GE1 und GE2 sowie zwei Signalausgänge GA1 und GA2 auf.

Ein Phasensignal U_1 der Signal-Phase P1 kann direkt oder nach vorheriger Aufbereitung, wie zum Beispiel mittels einer HDV-Einheit nach **Figur 4**, als Auswertesignal u_s am Signaleingang GE1 in die Signalleitung VS des Gate-Generators eingespeist werden. Der Gate-Generator dient zur weiteren Aufbereitung des Phasen- oder Auswertesignals U_1/u_s , welches zur Positionsbestimmung herangezogen wird.

Am Signaleingang GE2, der mit dem Steueranschluss q des Gate-Schaltelementes Q1 verbunden ist, liegt ein Open-Window-

Steuersignal, im Weiteren auch als owd-Signal bezeichnet, an, durch welches das Gate-Schaltelement Q1 betätigt wird.

5 Zunächst wird an der Signalleitung VS, an der das Auswerte-
signal us anliegt, über einen Entkopplungswiderstand Rz ein
sogenanntes Nullstromsignal nss auf den Signalausgang GA1
ausgekoppelt. Dieses Nullstromsignal nss wird zur Initiali-
sierung des owd-Signals owd in einem externen, in Figur 5
nicht dargestellten Signalgeber herangezogen.

10 Vor dem Anschlusspunkt des Gate-Schaltelementes Q1 befindet
sich in der Signalleitung VS ein zweiter Entkopplungswider-
stand Ry. Mit Hilfe des Gate-Schaltelementes Q1 wird, gesteu-
ert durch das owd-Signal owd das positive Potenzial einer
15 Gleichspannungsquelle auf die Signalleitung VS geschaltet.
Das owd-Signal sperrt das Gate-Schaltelement Q1 solange eine
gültiges Induktionssignal am Phasenanschluss V1 der Signal-
Phase P1 zu erwarten ist. Dies ist der Fall sobald die Sig-
nal-Phase P1 potenzialfrei geschaltet ist und kein Freilauf-
20 strom mehr in dieser Phase fließen kann. Außerhalb dieses Be-
reiches ist das Gate-Schaltelement Q1 aufgrund des owd-
Signals durchgeschaltet und die Signalleitung VS ist auf das
positive Potenzial der Gleichspannungsquelle geschaltet. Auf
25 diese Weise wird aus dem Gesamtverlauf des Auswertesignals us
nur der für die Positionsbestimmung relevante Bereich inner-
halb des Beobachtungszeitraums zur weiteren Auswertung am
Signal ausgang GA2 bereitgestellt.

30 Figur 6 zeigt eine Schaltungsanordnung eines Signalgebers,
der zur Bereitstellung eines Open-Window-Steuersignals, owd-
Signal, dient, welches den Beobachtungszeitraum für das Aus-
wertesignal us bestimmt. Der Signalgeber weist drei Signal-
eingänge SE1, SE2 und SE3 sowie einen Signalausgang SA1 auf.
35 Die Schaltungsanordnung besteht im Wesentlichen aus zwei Kom-
parator-Bauelementen K1 und K2 und zwei Schaltelementen O2
und Q3.

Das owd-Signal owd wird in Abhängigkeit von einem Nullstromsignal nss am Signaleingang SE1, einem Offset-Vergleichssignal uv am Signaleingang SE2 und einem State-Window-Signal swd, im Weiteren auch als swd-Signal bezeichnet, am Signaleingang SE3 erzeugt und am Signalausgang SA1 des Signalgebers bereitgestellt.

Mit der dargestellten Schaltung wird der Freilaufstrom der Signal-Phase P1 ausgewertet und abhängig davon das owd-Signal erzeugt, wobei das owd-Signal der Dauer des Freilaufstromes 10 dynamisch anpasst wird.

Das Komparator-Bauelement K1 vergleicht das am Signaleingang SE1 anliegende Nullstromsignal nss mit dem fest vorgegebenen konstanten Offset-Vergleichssignal uv. Das Offset-Vergleichssignal uv kann von der Steuer-Gleichspannungsquelle über einen einfachen Spannungsteiler zur Verfügung gestellt werden, welcher in Figur 6 nicht dargestellt ist. Das Ausgangssignal nst des Komparator-Bauelementes K1, das im Weiteren auch als nst-Signal bezeichnet wird, ist so lange positiv, wie ein Freilaufstrom in der Signal-Phase fließt. Das nst-Signal wird mit einem RC-Glied, bestehend aus dem Widerstand R4 und dem Kondensator C4, geglättet. Durch die gleichzeitige Entkopplung mittels des Widerstandes R4 ergibt sich für das Nullstromsignal nss und das swd-Signal swd, das über den Signaleingang SE3 eingespeist und mittels des Schaltelement Q2 auf das nst-Signal aufgeschaltet wird, eine UND-Verknüpfung. Das nachgeschaltete Komparator-Bauelement K2 vergleicht dieses UND-verknüpfte Signal mit dem konstanten Offset-Vergleichssignal uv und liefert an seinem Ausgang das gewünschte owd-Signal owd, das die Beobachtungszeitdauer für 25 30 das Auswertesignal us bestimmt.

Sobald also innerhalb der über das swd-Signal swd vorgegebenen Statusdauer ein gültiges Induktionssignal zu erwarten ist, ist das owd-Signal positiv. Das swd-Signal kann von der Hauptsteuereinheit 4 vorgegeben werden. Durch die Rückkopplung des owd-Signals über das Schaltelement Q3 auf den Sig-

naleingang SE1 des Komparators K1 wird beim Auftreten der ersten positiven Signal-Flanke am Signalausgang SA1 das owd-Signal gesetzt und stabil gehalten. Dadurch wird verhindert, dass Störungen im Nullstromsignal nss das owd-Signal vorzeitig löschen. Durch Zurücksetzen des swd-Signals wird das owd-Signal ebenfalls zurückgesetzt.

Die in **Figur 7A** schematisch dargestellte Schaltungsanordnung eines Positionsdetektors mit Digitalfilter weist im Wesentlichen ein Komparatorbauteil K3 und einen Schwellwertschalter SWS sowie einen Kondensator C3 auf. Über die drei Signaleingänge PE1, PE2 und PE3 werden auszuwertende Signale und Steuersignale in den Positionsdetektor eingespeist und zu einem Positionssignal up verarbeitet, das am Signalausgang PA1 anliegt. Der zeitliche Verlauf der einzelnen Signale wird in den drei Diagrammen Dg.1, Dg.2 und Dg.3 der **Figur 7B** dargestellt.

Das Positionssignal up wird durch den Vergleich des Auswertesignals us mit einem Schwellwertsignal ut erzeugt. Hierzu vergleicht das Komparatorbauteil K3 das Auswertesignal us mit dem Schwellwertsignal ut und liefert ein positives Ausgangssignal, sobald der Wert des Schwellwertsignals ut unterschritten wird. Je höher dabei das am Signaleingang PE3 anliegende Schwellwertsignal ut ist, desto früher wird dies vom Auswertesignal unterschritten.

Aufgrund der restlichen, dem Auswertesignal us überlagerten Störungen sind am Ausgang des Komparatorbauteils K3 zunächst nur kurz auftretende Signalsprünge mit zunehmender Einschaltzeit sichtbar. Dies ergibt sich daraus, dass die überlagerten Störschwingungen zunächst nur kurzzeitig den Wert des Schwellwertsignals ut unterschreiten.

35 Ein nachgeschaltetes RC-Glied, bestehend aus einem Widerstand R3 und dem Kondensator C3, erzeugt aus den Signalsprüngen ein Schaltsignal uss mit Signalspitzen mit einer der Einschalt-

dauer proportionalen Spannungshöhe. Dieses so pulsierende Schaltsignal uss wird in einen nachfolgenden Schwellwertschalter SWS mit definierter Schaltschwelle, beispielsweise einen Schmitt-Trigger, gespeist. Sobald nun das Auswertesignal us für eine ausreichend lange Zeitdauer den Wert des Schwellwertsignals ut andauernd unterschreitet, wächst das Schaltsignal uss auf einen Wert an, der die interne Schaltschwelle des nachfolgenden Schwellwertschalters SWS überschreitet. Sobald diese Schaltschwelle überschritten ist, wird am Signalausgang PA1 des Schwellwertschalters SWS das Positionssignal up gesetzt, das heißt auf High-Potenzial angehoben. Somit korrespondiert die Anstiegsflanke des Positionssignals up mit einer bestimmten Drehlage des Rotors. In Abhängigkeit von diesem Positionssignal up wird die Kommutierung der Motorphasen vorgenommen. Auf diese Weise arbeitet das RC-Glied R3/C3 im Zusammenspiel mit dem Schwellwertschalter SWS entprellend als digitales Filter.

Im Diagramm Dg.1 der Figur 7B sind die Verläufe der Signale (U) des mit Störschwingungen überlagerten Auswertesignals us-real und des Schwellwertsignals ut dargestellt. Die gestrichelte Linie zeigt ein idealisiertes Auswertesignal us-ideal, an dessen theoretischem Schnittpunkt mit dem Schwellwertsignal das Positionssignal up gesetzt, das heißt digital auf High-Potenzial angehoben wird. Dies ist in Diagramm Dg.3 dargestellt. Dem Schaltzeitpunkt für das Positionssignal up wird also mit Hilfe der in Figur 7A gezeigten Schaltung quasi ein idealisierter Verlauf des Auswertesignals us-ideal zugrunde gelegt. Das Schwellwertsignal ut wird erst zum Zeitpunkt ta, an dem die Signal-Phase P1 potenzialfrei geschaltet wird und der den Beginn des Beobachtungszeitraumes TB darstellt, auf seinen voreingestellten Wert stetig angehoben. Der Zeitpunkt te stellt das Ende des Beobachtungszeitraumes, innerhalb dem der Signalvergleich stattfindet, dar. Zum Zeitpunkt ts unterschreitet das idealisierte Auswertesignal us-ideal das Schwellwertsignal ut und das Positionssignal up wird gesetzt.

Das Diagramm Dg.2 zeigt den Verlauf des Schaltsignals uss und die Schaltschwelle des Schwellwertschalters SWS. Wird das Schwellwertsignal ut vom Auswertesignal $us-real$ unterschritten 5 beginnt das Schaltsignal uss , durch das RC-Glied $R3/C3$ verzögert anzuschwellen und fällt wieder ab sobald das Auswertesignal $us-real$ wieder über den Wert des Schwellwertsignals ansteigt. Erst wenn das Auswertesignal $us-real$ das Schwellwertsignal ut lang genug unterschreitet, erreicht das 10 Schaltsignal uss die Schaltschwelle des Schwellwertschalters, der dann das Positionssignal up setzt, das heißt sprunghaft auf High-Potenzial anhebt.

Der Zeitpunkt, wann das Positionssignal up gesetzt wird, 15 hängt somit von dem Wert des Schwellwertsignals ut und der Filterzeitkonstante des RC-Gliedes $R3/C3$ ab. Idealerweise wird die Filterzeitkonstante genau auf die Frequenz der Pulsweitenmodulation der Leistungsansteuerung abgestimmt. Bei variierender Pulsweite kann dies auch dynamisch erfolgen.

20 In Bild 8 zeigt einen Schwellwertgeber, der ein in seinem Wert variables Schwellwertsignal ut an einem Signalausgang $WA1$ bereitstellt. Dazu weist der Schwellwertgeber einen Analogwertgeber AWG und ein Schaltelement $Q4$ sowie einen Signaleingang $WE1$ und mehrere Signaleingänge WEX auf.

Über die Signaleingänge WEX werden Anforderungssignale sax in 25 den Analogwertgeber eingespeist. Aus diesen Anforderungssignalen sax erzeugt der Analogwertgeber AWG ein analoges Signal. Die digitalen Anforderungssignale sax werden zum Beispiel von einer zentralen Steuereinheit eingespeist und in ein Analogsignal gewandelt, das den Wert des Schwellwertsignals ut darstellt.

35 Mit dem Schaltelement $Q4$ kann der Analog-Ausgang des Analogwertgebers AWG in Abhängigkeit von einem Schwellwert-Aktivierungssignal uta , im Weiteren auch als uta -Signal be-

zeichnet, auf 0V-Referenzpotenzial einer Gleichspannungsquelle geschaltet werden. Sobald das uta-Signal auf High-Potenzial gesetzt ist, sperrt das Schaltelement Q4 und der Wert des Schwellwertsignals ut steigt, verzögert durch den 5 Kondensators C5, auf den über die Anforderungssignale sax definierten Grenzwert an. Die Zeitkonstante, nach der das Schwellwertsignal ut ansteigt, wird durch die Kombination und Dimensionierung von Widerständen und dem Kondensator C5 bestimmt. Die Anforderungssignale sax und somit die Höhe des 10 Schwellwertsignals ut kann von einer Hauptsteuereinheit an die aktuelle Rotorgeschwindigkeit dynamisch angepasst vorgegeben werden.

15 Als Schwellwert-Aktivierungssignal uta kann ein Open-Window-Steuersignal owd, wie es zum Beispiel durch einen Signalgeber wie in Figur 6 dargestellt erzeugt wird, mitbenutzt werden. In diesem Fall wird das Schwellwertsignal ut genau zu dem Zeitpunkt aktiviert, zu dem der Beobachtungszeitraum für das Auswertesignal us beginnt, der ebenfalls durch das Open- 20 Window-Steuersignal owd bestimmt wird.

25 Zur Aufbereitung des Phasensignals der Signal-Phase P1 und zur Erzeugung des Positionssignals up können die in den Figuren 3 bis 8 dargestellten Komponenten, teilweise oder vollständig miteinander kombiniert und in einer Signalaufbereitungseinheit 4C, wie in Figur 1 dargestellt, zusammengefasst werden. Bei einer solchen Kombination wirken die Einzelkomponenten und die jeweiligen Signale abhängig von einander zusammen.

30 Die in Figur 9 dargestellten Signalverläufe der für die Drehlagebestimmung des Rotors wichtigen Signale sind ein Auswertesignal us, ein Open-Window-Steuersignal owd, ein Schwellwertsignal ut sowie ein daraus erzeugtes Positionssignal up. 35 Diese sind in den Signal-Diagrammen Dg.A, Dg.B und Dg.C der Figur 9 mit dem Signalwert U über dem zeitlichen Verlauf t dargestellt. Dabei zeigen die drei Diagramme der Figur 9 die

Signalwertverläufe bei unterschiedlichen der Reihenfolge der Diagramme nach steigenden Rotor-Drehgeschwindigkeiten.

Das Diagramm Dg.A zeigt im oberen Teil den Verlauf des owd-
5 Signals owd, das den Beobachtungszeitraum TB für das Auswertesignal us definiert. Der Beobachtungszeitraum beginnt, zum Zeitpunkt ta wenn das owd-Signal auf High-Potenzial wechselt. Im mittleren Teil des Diagramms Dg.A ist der Verlauf des Auswertesignals us zusammen mit dem Schwellwertsignal ut dargestellt. Dabei ist das Auswertesignal idealisiert, ohne überlagerte Störungen dargestellt. Beginnend zum Zeitpunkt ta wird innerhalb des Beobachtungszeitraumes TB der Verlauf des in einer Signal-Phase induzierten Signals durch das Auswertesignal us abgebildet. Initialisiert durch das owd-Signal owd
10 beginnt gleichzeitig zum Zeitpunkt ta der Wert des Schwellwertsignals ut auf seinen voreingestellten Wert ut0 anzusteigen. Dieser Wert ut0 des Schwellwertsignals ut wird in Abhängigkeit von der aktuellen Rotorgeschwindigkeit zum Beispiel über eine Hauptsteuereinheit und einen Schwellwertgeber vor-
15 eingestellt. Diagramm Dg.A zeigt die Signalverläufe bei der Ausgangsdrehgeschwindigkeit v0 des Rotors. Das Schwellwertsignal ut0 ist von einem Offsetwert überlagert, liegt also bereits vor dem Zeitpunkt ta über dem OV-Potenzial. Der Anstieg des Schwellwertsignals ut0 verläuft beispielsweise gemäß der in einem zugeordneten R/C-Glied eines Schwellwertgebers definierten Zeitkonstante. Der Schnittpunkt X zwischen dem Auswertesignal us und dem Schwellwertsignal ut0 ergibt sich bereits vor Ablauf des Beobachtungszeitraumes TB zum Zeitpunkt ts0. Initialisiert durch diesen Schnittpunkt X erfolgt zu diesem Zeitpunkt ts0 der Wechsel des Positionssignals up von vorher Low-Potenzial auf High-Potenzial, was im unteren Teil des Diagramms Dg.A dargestellt ist. Von diesem Signalwechsel hängt der darauffolgende Kommutierungszeitpunkt der Motor-Phasen ab. Am Ende des Beobachtungszeitraumes, wird
20 zum Zeitpunkt te das owd-Signal auf Low-Potenzial zurückgesetzt. Dies hat zur Folge, dass auch das Positionssignal up wieder auf Low-Potenzial zurückgesetzt wird. Im darauffolgen-
25
30
35

den Kommutierungszyklus wird das Positionssignal u_p wieder neu gesetzt.

5 Zur Erhöhung der Geschwindigkeit des Rotors wird der Kommu-
tierungszeitpunkt bezogen auf die Rotorposition zeitlich nach
vorne verschoben wodurch eine voreilende Kommutierung erzielt
wird. Das umlaufende Magnetfeld eilt dadurch dem sich drehen-
den Rotor um einen bestimmten Drehwinkel voraus. Dieser Win-
kel wird als Vorzündwinkel ϕ bezeichnet. Der Rotor wird
10 durch das voreilende Magnetfeld nachgezogen und somit be-
schleunigt. Die Einstellung des Vorzündwinkels ϕ kann vorge-
nommen werden indem der Wert des Schwellwertsignals u_t erhöht
wird. Dies ist in **Diagramm Dg.B** der Figur 9 dargestellt.

15 Mit Beginn des Beobachtungszeitraumes T_B zum Zeitpunkt t_0
steigt das Schwellwertsignal u_t auf einen gegenüber dem Wert
 u_{t0} erhöhten Wert u_{t1} . Dadurch schneidet das Auswertesignal
us das Schwellwertsignal u_t im Schnittpunkt X_1 zum Zeitpunkt
 t_{s1} und somit früher als bei $u_t = u_{t0}$, wodurch wiederum das Po-
20 sitionssignal u_p , das die Kommutierung auslöst, ebenfalls
früher gesetzt wird. Die zeitliche Spanne zwischen den Zeit-
punkten t_{s1} und t_{s0} repräsentiert den Vorzündwinkel ϕ_1 .

25 Die weitere Erhöhung der Rotorgeschwindigkeit und des korres-
pondierenden Schwellwertsignals ist in **Diagramm Dg.C** der Fi-
gur 9 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass durch die erhöhte
Drehgeschwindigkeit des Rotors auch der theoretische Schnitt-
punkt X_2' des Auswertesignals us mit dem ursprünglichen
Schwellwertsignal $u_t = u_{t0}$ zeitlich auf einen früheren Zeit-
30 punkt t_{s0}' gerückt ist. Das Schwellwertsignal u_t ist auf ei-
nen weiter erhöhten Wert $u_t = u_{t2}$ gesetzt, wodurch ein weiter
vergrößerter Vorzündwinkel ϕ_2 erzeugt wird.
Aufgrund des sehr großen Vorzündwinkels wird die in der Sig-
nalphase induzierte Spannung höher als die anliegende Batte-
35 riespannung einer Motor-Gleichspannungsquelle. Dadurch wird
wiederum eine Freilaufdiode eines zugeordneten Leistungs-
schaltelementes leitend, was in einen überschwingenden Ver-

lauf des Auswertesignals u_s zu Beginn des Beobachtungszeitraums T_B resultiert.

In diesem Fall wird mit einem verzögerten stetigen Anstieg des Schwellwertsignals u_t auf seinen voreingestellten Wert u_{t2} ein verfrühter Schnittpunkt des überschwingenden Auswertesignals u_s mit dem Schwellwertsignal u_t und somit eine Fehl-Kommutierung vermieden.

Bei weiter überhöhten Spannungsanstiegen im Induktionssignal der Signal-Phase vergrößert sich der plateauartig ausgebildete Bereich im Verlauf des Auswertesignals u_s , der den Bereich kennzeichnet in dem die Freilaufdiode leitend wird. Dadurch verschiebt sich der absinkende Verlauf des Auswertesignals und somit der Schnittpunkt X_2 zeitlich nach hinten, wodurch sich der Voreinstellungswinkel ϕ_2 automatisch reduziert. Dies hat einen stabilisierenden Effekt und eine hohe Unempfindlichkeit gegenüber Last-, Stör- oder Führungssprüngen zur Folge.

20

Die einzelnen vorgenannten Schaltungsanordnungen für das kapazitive Entstörbauteil, die Halbwellen-Differentialverstärker-Einheit mit Filterfunktion, den Gate-Generator, den Signalgeber, den Positionsdetektor mit Digitalfilter sowie den Schwellwertgeber können in Teilen in unterschiedlichen Kombinationen oder auch vollständig in einer separat aufgebauten Schaltungseinheit zur Induktionssignal-Verarbeitung kombiniert werden. Ebenso können die einzelnen mit den beschriebenen Schaltungsanordnungen durchführbaren Verfahrensschritte oder Teilverfahren auch mit Hilfe ähnlich aufgebauter Schaltungsanordnungen oder auch durch Rechenalgorithmen in einer Steuereinheit durchgeführt werden. Die Steuereinheit kann dazu einen oder mehrere Mikroprozessoren enthalten.

Figur 10 zeigt die Gesamtanordnung einer Steuerungseinheit eines BLDC-Motors 1 ohne separat aufgebaute Schaltungsanordnung zur Aufbereitung eines Phasen-Signals. Hier werden die erforderlichen Funktionen zur Aufbereitung, Verstärkung, Fil-

terung und Auswertung des Phasen-Signals und die Generierung eines Positionssignals zur Einspeisung in weitere Funktionsbausteine, direkt von einer zentralen Hauptsteuereinheit 4 ausgeführt. Im Blockschaltbild der Figur 10 sind die einzelnen Funktionsbausteine der Hauptsteuereinheit 4 schematisiert dargestellt. Diese sind ein Positionsverarbeitungsmodul 4A, ein Kommutierungsmodul 4B, ein Signalverarbeitungsmodul 4C und einen Pulsweiten-Generator 4D. Zur Spannungsversorgung sowohl des BLDC-Motors 1 als auch der Hauptsteuereinheit und einer Leistungssteuereinheit ist nur eine gemeinsame Gleichspannungsquelle 5 vorgesehen. Eine ggf. erforderliche Anpassung der Spannungshöhe an spezielle Erfordernisse der Hauptsteuereinheit erfolgt mit einem Spannungsregler 7 oder mit einer funktional ähnlich wirkende Einheit wie zum Beispiel einem Spannungswandler oder Spannungsstabilisator. Ein kapazitives Entstörbauteil 2 (CR) ist nach wie vor mit separaten Schaltungselementen aufgebaut und zwischen zwei Motor-Phasen angeordnet.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung zum Ansteuern eines bürstenlosen permanenterregten Gleichstrommotors (BLDC-Motor, 1), der einen Rotor, einen Stator und mehrere Phasen (P₁, P₂, ..., P_n) mit jeweils einem äußeren Phasenanschluss (V₁, V₂, ..., V_n) aufweist,

5 - mit einer Leistungssteuereinheit (6), an welche die Phasen und eine Leistungs-Gleichspannungsquelle (5) angeschlossen sind und mit welcher die Phasen mit einem höheren oder einem niedrigeren Spannungspotenzial der Leistungs-Gleichspannungsquelle (5) elektrisch leitend verbunden oder von beiden Potenzialen elektrisch getrennt sind,

10 15 - mit einer Hauptsteuereinheit (4), die mit den Phasenanschlüssen und der Leistungssteuereinheit (6) elektrisch verbunden ist, mit welcher Hauptsteuereinheit (4) die Leistungssteuereinheit (6) in Abhängigkeit von einem durch die Rotation des Rotors induzierten elektrischen Induktionssignals (U₁) an einer Signal-Phase (P₁) des Motors so angesteuert wird, dass die Phasen abhängig von der relativen Drehposition des Rotors elektrisch in zyklischer Reihenfolge (P₁, P₂, P₃, ..., P_n oder P_n, ..., P₃, P₂, P₁), zeitlich versetzt, für jeweils eine Kommutierungszeitdauer, wechselnd mit einem höheren oder einem niedrigeren Spannungspotenzial der Motor-Gleichspannungsquelle (5) elektrisch leitend verbunden oder von beiden Potenzialen elektrisch getrennt sind,

20 25 30 gekennzeichnet durch

- ein kapazitives Entstörungsbauteil (CR), das unmittelbar zwischen dem äußeren Phasenanschluss (V₁) der Signal-Phase (P₁), an der das Induktionssignal (U₁) anliegt und dem äußeren Phasenanschluss (V₂ oder V_n) einer der im elektrischen Zyklus benachbarten Phasen (P₂ oder P_n) angeordnet

ist, wobei das Entstörungsbauteil (CR) als Teil einer Brückenschaltung wirkt, in der die Signal-Phase (P1) die Messbrücke bildet und wobei die Brückenschaltung die folgenden Komponenten aufweist:

5 a) die beiden der Signal-Phase (P1) benachbarten Phasen (P2 und Pn),
 b) eine parasitäre Gesamtkapazität ($2 \times C_p$) der elektronischen Komponenten (C_p) der Leistungssteuerung, welche der Signal-Phase zugeordnet sind,
 10 c) die Signal-Phase (P1) und
 d) das Entstörungsbauteil (CR).

2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch einen Pulsweitengenerator, der pulsweitenmodulierte Steuersignale bereitstellt, mit deren Hilfe die elektrisch leitende Verbindung der Phasen mit dem höheren oder dem niedrigeren Potenzial der Leistungs-Gleichspannungsquelle während der Kommutierungszeitdauer pulsweitenmoduliert in einem variablen Pulsweitenverhältnis geschaltet wird.

20 3. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch eine Halbwellen-Differentialverstärker-Einheit mit Filterfunktion, die eingangsseitig an die Phasenanschlüsse (V1, V2 und Vn) der Signal-Phase (P1) sowie der beiden im elektrischen Zyklus benachbarten Phasen (P2 und Pn) angeschlossen ist und mit einer ausgangsseitigen Signalleitung (DA1) an der ein Auswertesignal (us) anliegt, das dem Induktionssignal (U1) der Signal-Phase (P1) proportional ist.

30 4. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, gekennzeichnet durch einen Gate-Generator, der mit der Signal-Phase (P1) oder einer Signalleitung (VS), an der das Induktionssignal (U1) bzw. das Auswertesignal (us) anliegt, verbunden ist, und

35 - der zum Ausblenden des Induktionssignals (U1) bzw. des Auswertesignals (us) in Abhängigkeit von einem Open-Window-Steuersignal (owd) dient, wodurch ein Beobachtungszeitraum im

elektrischen Zyklus definiert wird, in dem das Auswertesignal (us) gemessen werden kann.

5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4, gekennzeichnet durch
5 einen Signalgeber für das Open-Window-Steuersignal (owd),
- der eingangseitig mit der Signalleitung, an der Auswertesignal anliegt, und der Hauptsteuereinheit (4) verbunden ist und
- mit dem das Open-Window-Steuersignal (owd) in Abhängigkeit
10 von einem Nullstrom-Signal (nss), das dem an der Signalleitung anliegenden Auswertesignal (us) proportional ist, und einem durch die Steuereinheit erzeugten State-Window-Signal (swd) gesetzt wird, wobei die minimale Dauer des Beobachtungszeitraumes durch das State-Window-Signal (swd) von der
15 Steuereinheit vorgegeben wird.

6. Schaltungsanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, gekennzeichnet durch einen Positionsdetektor zum Erzeugen eines Positionssignals (up),
20 - der eingangseitig mit der Signal-Phase (P1) oder der Signalleitung (VS) an der das Induktionssignal (U1) bzw. das Auswertesignal (us) anliegt und mit mindestens einer weiteren Signalleitung, an der ein Schwellwertsignal (ut) anliegt, verbunden ist,
25 - wobei das Positionssignal (up), das am Signalausgang (PA1) des Positionsdetektors anliegt, abhängig ist vom Vergleich des Induktionssignal (U1) bzw. des Auswertesignal (us) mit dem vorgegebenen Schwellwertsignal (ut).

30 7. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4 und 6, gekennzeichnet durch einen Schwellwertgeber,
- der eingangseitig mit der Hauptsteuereinheit (4) und ausgangseitig mit dem Positionsdetektor verbunden ist,
- wobei der Schwellwertgeber das Schwellwertsignal (ut) ab-
35 hängig von Anforderungssignalen (sax) der Steuereinheit und einem Aktivierungssignal (uta) erst zu Beginn des Beobach-

tungszeitraumes auf seinen Sollwert anhebt.

8. Verfahren zum Ansteuern eines bürstenlosen permanenter-
regten Gleichstrommotors mit einer Schaltungsanordnung zum

5 Ansteuern gemäß Anspruch 1,

- wobei die Phasen abhängig von der relativen Drehposition
des Rotors, elektrisch in zyklischer Reihenfolge (P1, P2,
P3,...Pn oder Pn,...P3, P2, P1), zeitlich versetzt, für je-
10 weils eine Kommutierungszeitdauer, wechselnd mit einem höhe-
ren oder einem niedrigeren Spannungspotenzial einer
Leistungs-Gleichspannungsquelle (5) elektrisch leitend ver-
bunden oder von beiden Potenzialen elektrisch getrennt wer-
den,

15

- wobei die relative Drehposition des umlaufenden Rotors mit
Hilfe des Induktionssignals (U1), das an der Signal-Phase
(P1) anliegt, bestimmt wird,

20 gekennzeichnet dadurch, dass

das elektrisch kapazitive Entstörbauteil (CR) so dimensioniert
wird, dass eine Brückenschaltung abgeglichen ist, welche fol-
gende Komponenten aufweist:

25 a) die beiden der Signal-Phase benachbarten Phasen (P2
und Pn),

b) eine parasitäre Gesamtkapazität ($2 \times C_p$) der elektroni-
schen Schalter, die der Signal-Phase (P1) zugeordnet
sind,

c) die Signal-Phase (P1) selbst und

30 d) das elektrisch kapazitive Entstörbauteil (CR) und
in der die Signal-Phase (P1) die Messbrücke bildet,
wodurch, die durch die elektronischen Schalter (C_p) der Sig-
nal-Phase (P1) hervorgerufenen, Störeinflüsse auf das Induk-
tionssignal (U1) durch das Entstörbauteil ausgeglichen wer-
den.

9. Verfahren nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass die elektrisch leitende Verbindung der Phasen (P1, P2, P3, ... Pn) mit dem höheren oder dem niedrigeren Potenzial der Leistungs-Gleichspannungsquelle (5) während der Kommutierungszeitdauer pulsweitenmoduliert in einem variierbaren Pulsweitenverhältnis geschaltet wird.

10. Verfahren nach Anspruch 8 oder 9, dadurch gekennzeichnet, dass die Induktionssignale (U1, U2 und Un) der Signal-Phase (P1) und der beiden im elektrischen Zyklus benachbarten Phasen (P2 und Pn) schaltungstechnisch oder durch ein Rechenprogramm der Steuereinheit so miteinander verknüpft werden, dass hochfrequente Störeinflüsse, die dem Induktionssignal überlagert sind, herausgefiltert werden und sich ein Auswertesignal (us) entsprechend der Beziehung

$$us = \left(\frac{n-1}{n} \right) \cdot U1 - \frac{1}{n} \cdot \sum_{\omega=1}^n U_{\omega}$$

ergibt, das auf das OV-Potenzial einer Schaltungs-Gleichspannungsquelle (3), die zur elektrischen Versorgung der Schaltungsanordnung dient, bezogen ist, wobei n die Anzahl der Phasen und U_{ω} das Induktionssignal an der jeweiligen Phase repräsentiert.

11. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass das Induktionssignal (U1) der Signal-Phase (P1) oder das Auswertesignal (us) in Abhängigkeit von einem Open-Window-Steuersignal (owd) mit einem Potenzial der Schaltungs-Gleichspannungsquelle (3) überlagert wird, wodurch ein Beobachtungszeitraum zeitlich definiert wird, in dessen Bereich das Induktionssignal (U1) der Signal-Phase (P1) bzw. das Auswertesignal (us) messbar ist.

30

12. Verfahren nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, dass das Open-Window-Steuersignal (owd) in Abhängigkeit von einem, dem Induktionssignal (U1) der Signal-Phase (P1) oder dem Auswertesignal (us) proportionalen Nullstromsignal (nss) und einem durch die Steuereinheit erzeugten State-Window-Signal

35

(swd) gesetzt wird, wobei die minimale Zeitdauer, für die das Open-Window-Steuersignal (owd) gesetzt bleibt, durch das State-Window-Signal (swd) von der Steuereinheit vorgegeben wird.

5 13. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 bis 12, dadurch gekennzeichnet, dass das Positionssignal (up) aus dem Vergleich des Induktionssignals (U1) der Signal-Phase (P1) oder des Auswertesignals (us) mit einem vorgegebenen Schwellwert (ut) innerhalb des Beobachtungszeitraums resultiert, wobei erst

10 10 bei einem für eine vorbestimmte Zeitdauer andauernden Unterschreiten des Schwellwertes (ut) ein Schaltsignal (uss) erzeugt wird, dessen Wert die Ansprechschwelle eines Schaltelementes (ST) überschreitet, wodurch an dessen Ausgang das Positionssignal (up) erzeugt wird.

15 14. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass der Sollwert des Schwellwertes (ut) abhängig von Steuersignalen (sax) der Steuereinheit in einem Bereich verstellbar ist und das Induktionssignal (U1) oder das Auswertesignal (us) den Schwellwert (ut) innerhalb des Beobachtungszeitraumes im elektrischen Zyklus bei höherem Schwellwert früher und bei niedrigerem Schwellwert später unterschreitet.

20 15. Verfahren nach einem der Ansprüche 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, dass der Schwellwert (ut) abhängig von einem Aktivierungssignal (uta) erst zu Beginn des Beobachtungszeitraumes verzögert auf seinen Sollwert angehoben wird, wodurch ein vorzeitiges Unterschreiten des Schwellwertes verhindert wird.

25 30 16. Verfahren nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass als Aktivierungssignal (uta) das Open-Window-Steuersignal (owd) mitbenutzt wird.

35 17. Verfahren nach einem der Ansprüche 8 bis 16, dadurch gekennzeichnet, dass zur Realisierung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 8 bis 16 die Steuereinheit derart mitbenutzt

wird, dass zumindest eines der Verfahrensmerkmale durch in der Steuereinheit programmierte Rechenalgorithmen verwirklicht wird.

Zusammenfassung

Schaltungsanordnung und Verfahren zur Ansteuerung eines bürstenlosen permanenterregten Gleichstrommotors

5

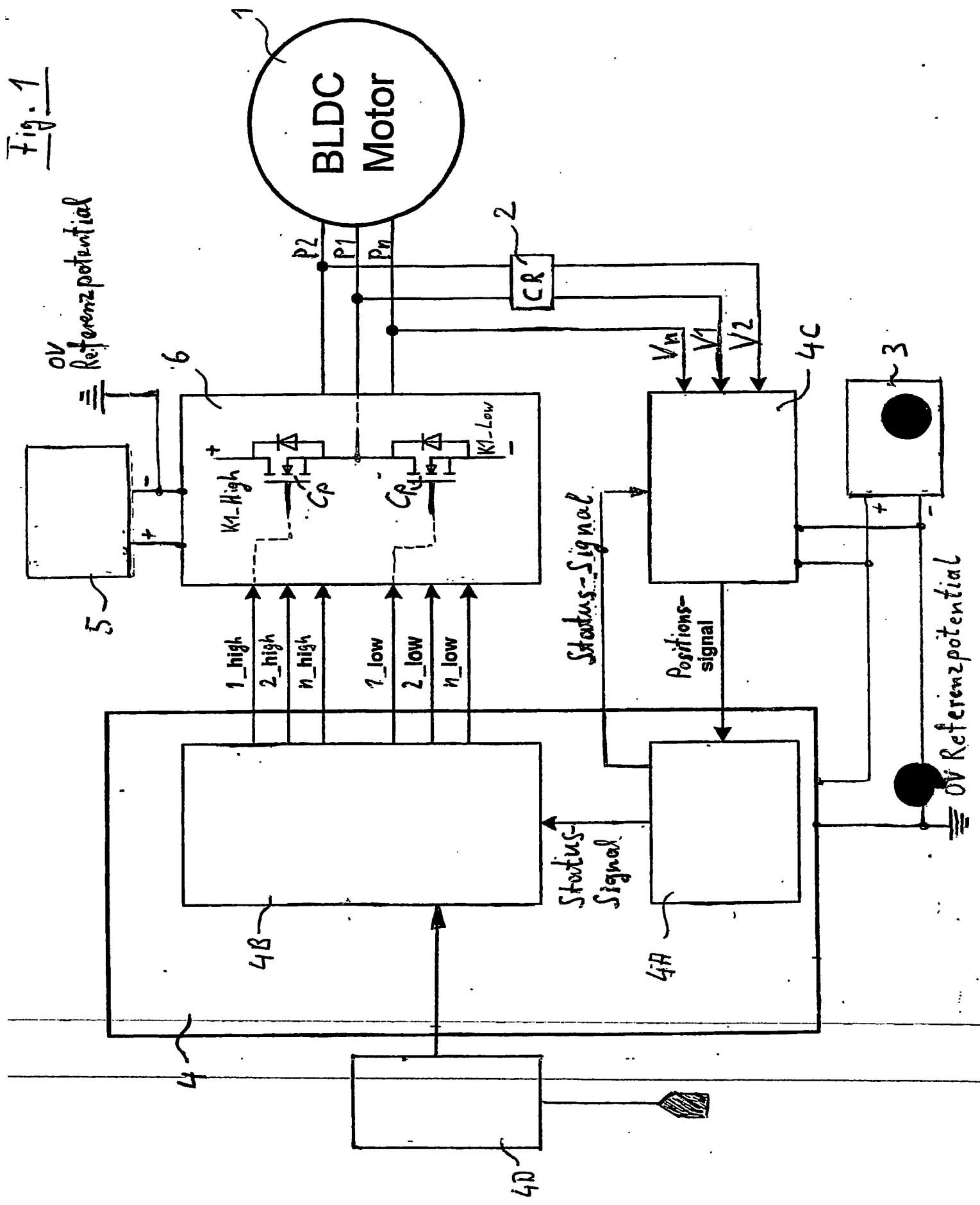
Zur selbstkommutierenden Ansteuerung eines bürstenlosen, permanenterregten Gleichstrommotors wird eine Schaltungsanordnung vorgeschlagen, welche den Kommutierungszeitpunkt durch Auswertung des Induktionssignals einer Signal-Phase bestimmt.

10

Zur Entstörung des Induktionssignals wird ein kapazitives Entstörbauteil zwischen der Signal-Phase und einer im-Kommutterzyklus benachbarten Motor-Phase angeordnet. Das kapazitive Entstörbauteil wird so dimensioniert, dass die Stör-einflüsse der Leistungs-Schaltelemente auf das Induktionssignal kompensiert werden. Dies ermöglicht eine genauere Bestim-mung der momentanen Drehposition des Rotors und so eine dif-ferenzierte Ansteuerung oder Regelung leistungsbeeinflusser-der Stellgrößen im Betrieb. Dies hat positive Auswirkungen auf den Wirkungsgrad, das Leistungsgewicht und den Energie-20 verbrauch des Motors und ermöglicht einen stabilen Betrieb.

15

Fig. 1



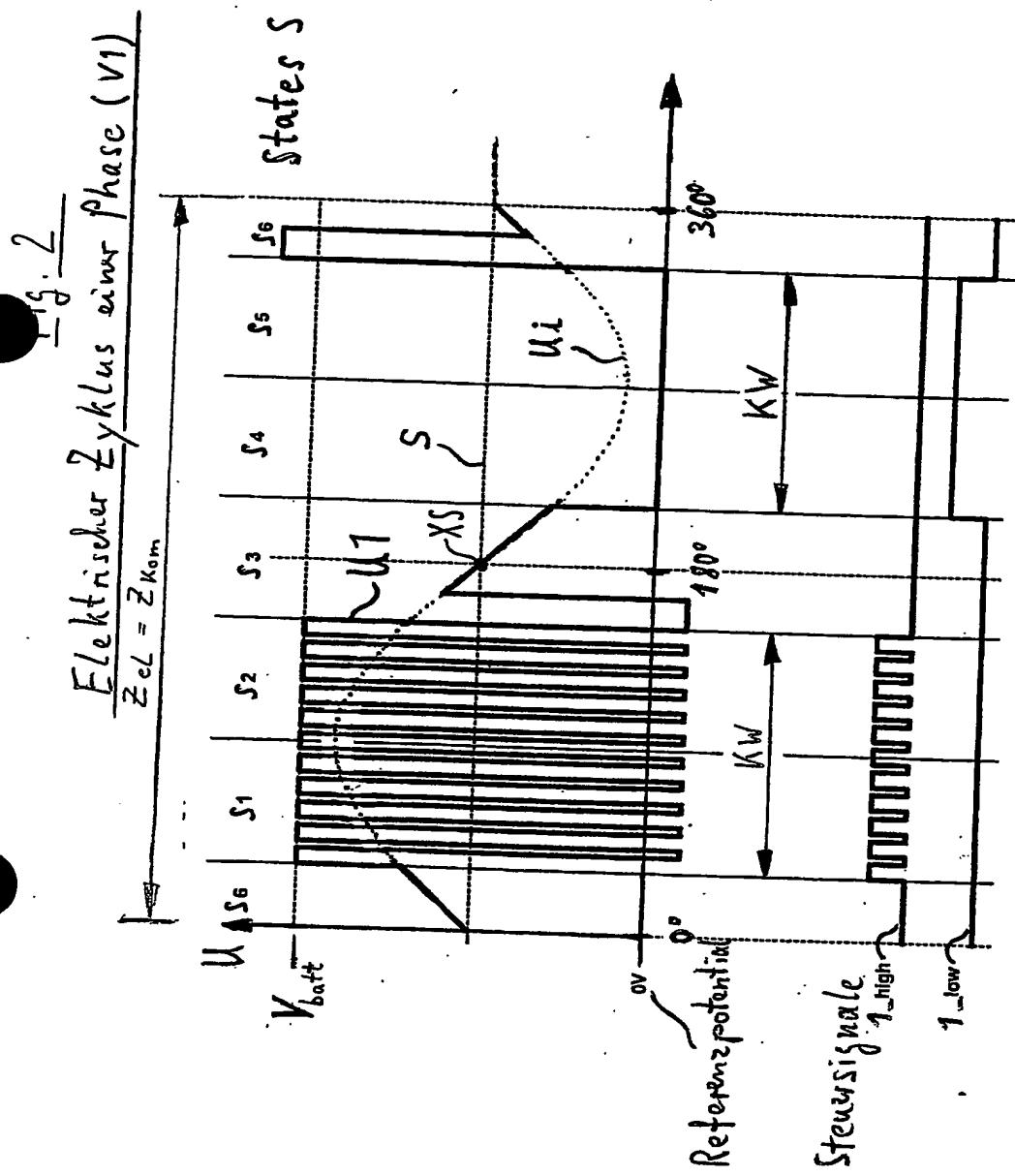


Fig. 3

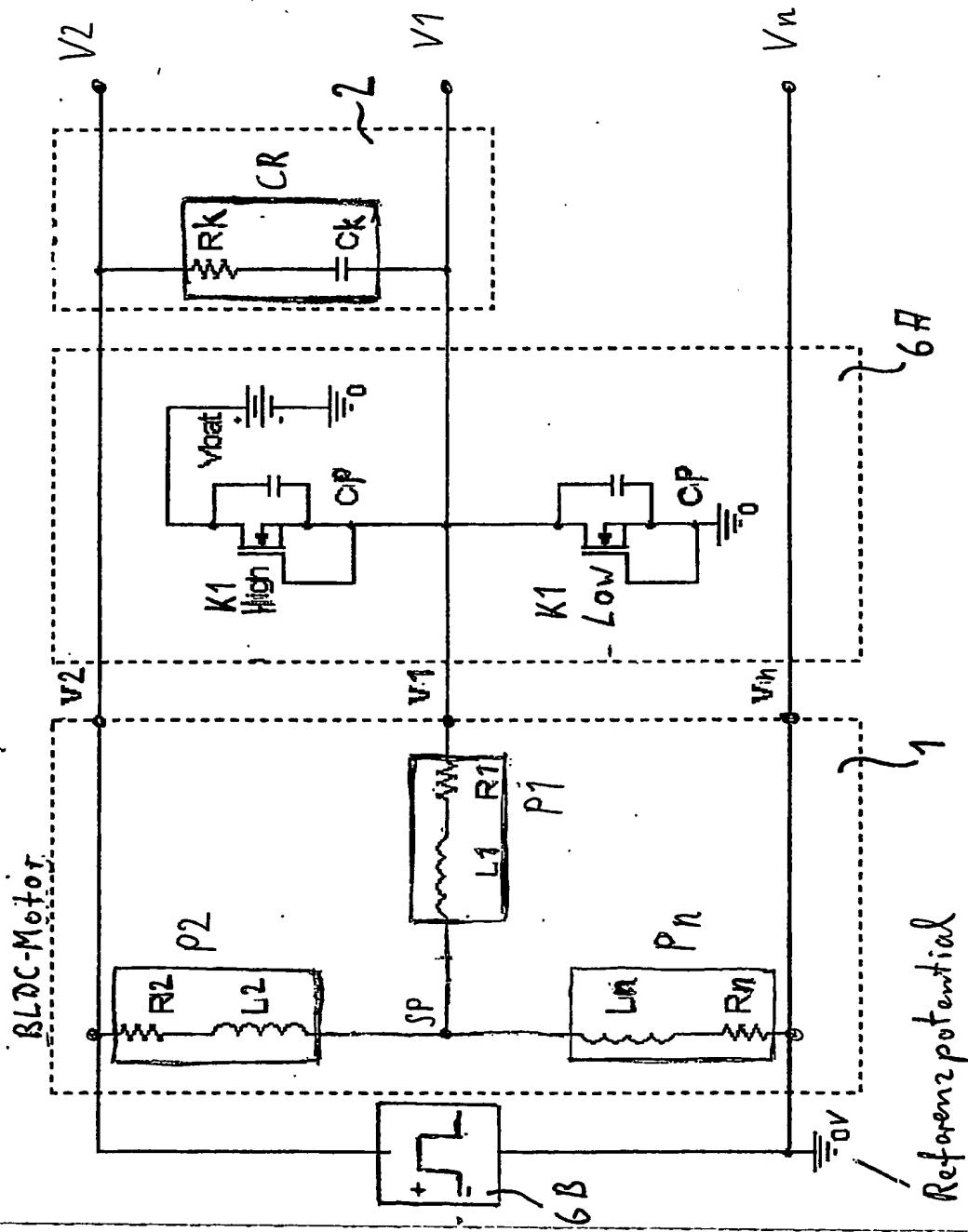
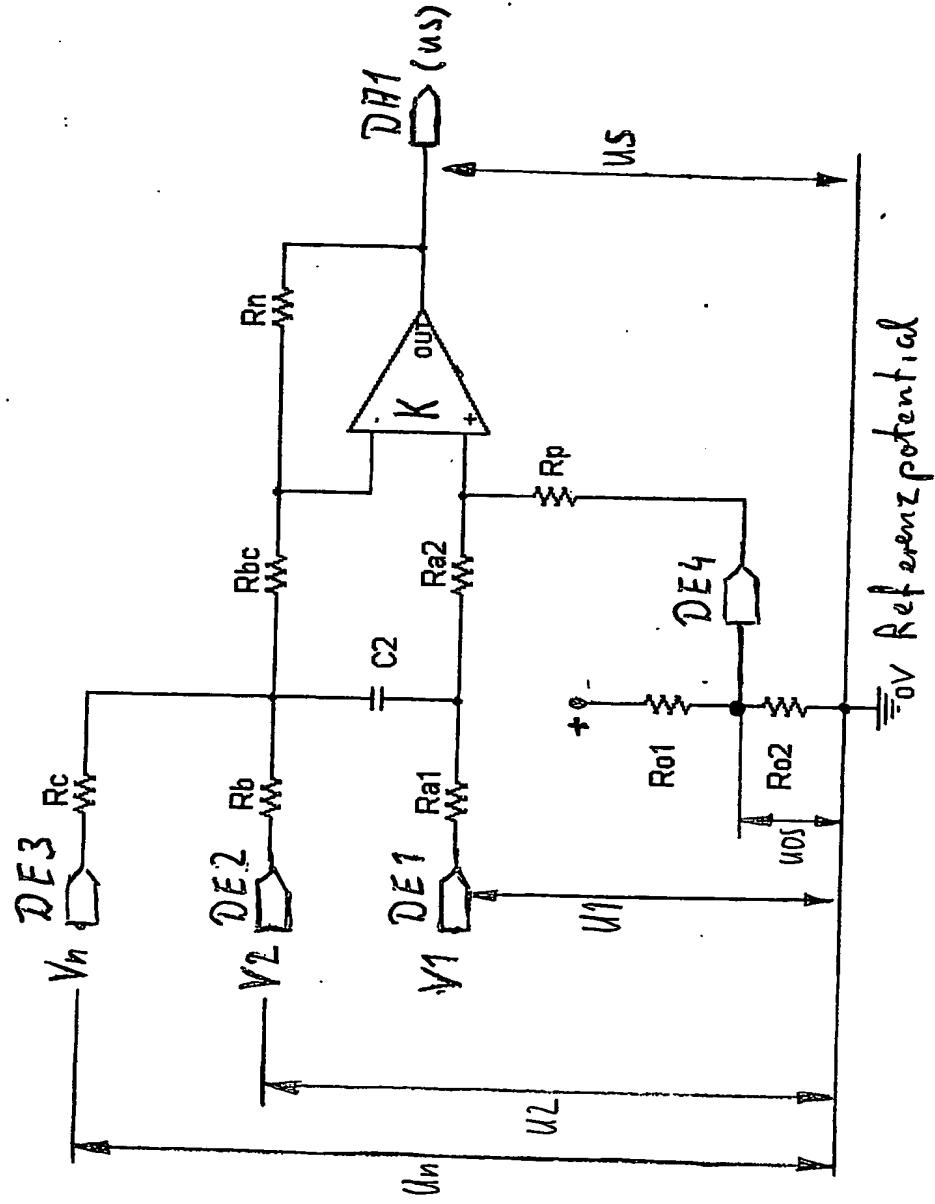


Fig. 4

Hallwellen-Differentialverstärker-Einheit mit Filterfunktion

Fig. 5 Gate-Generator

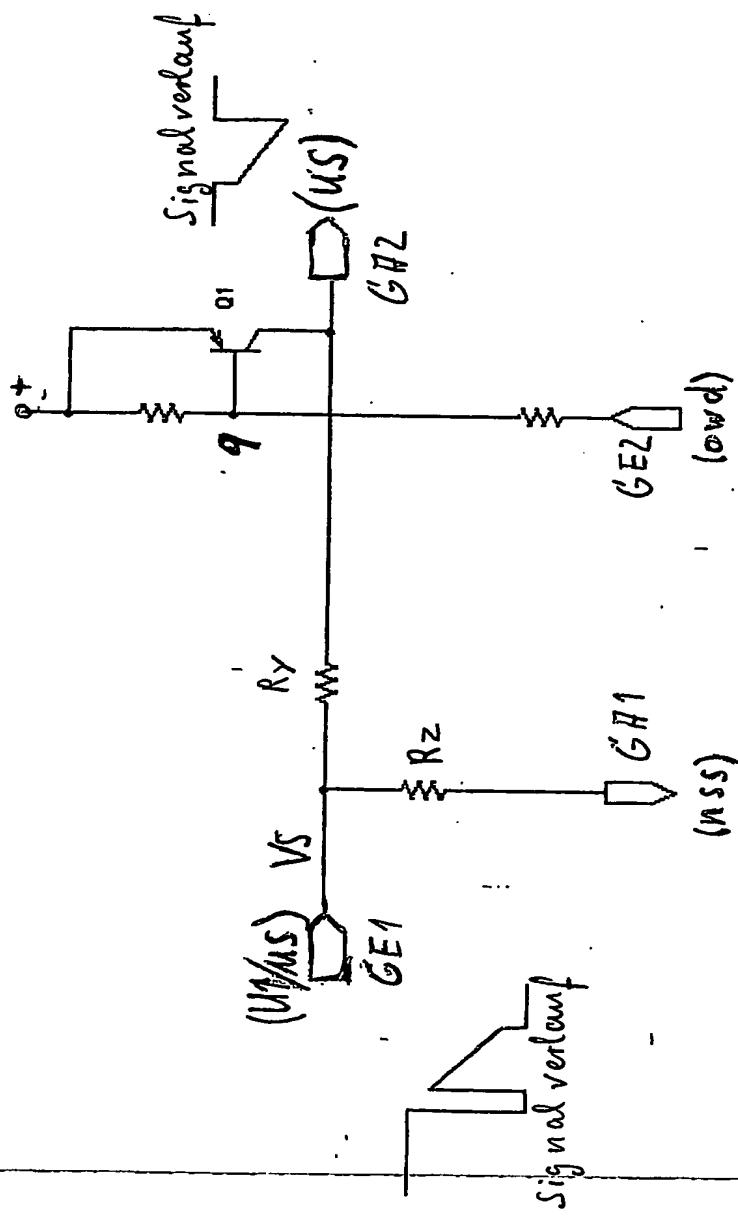
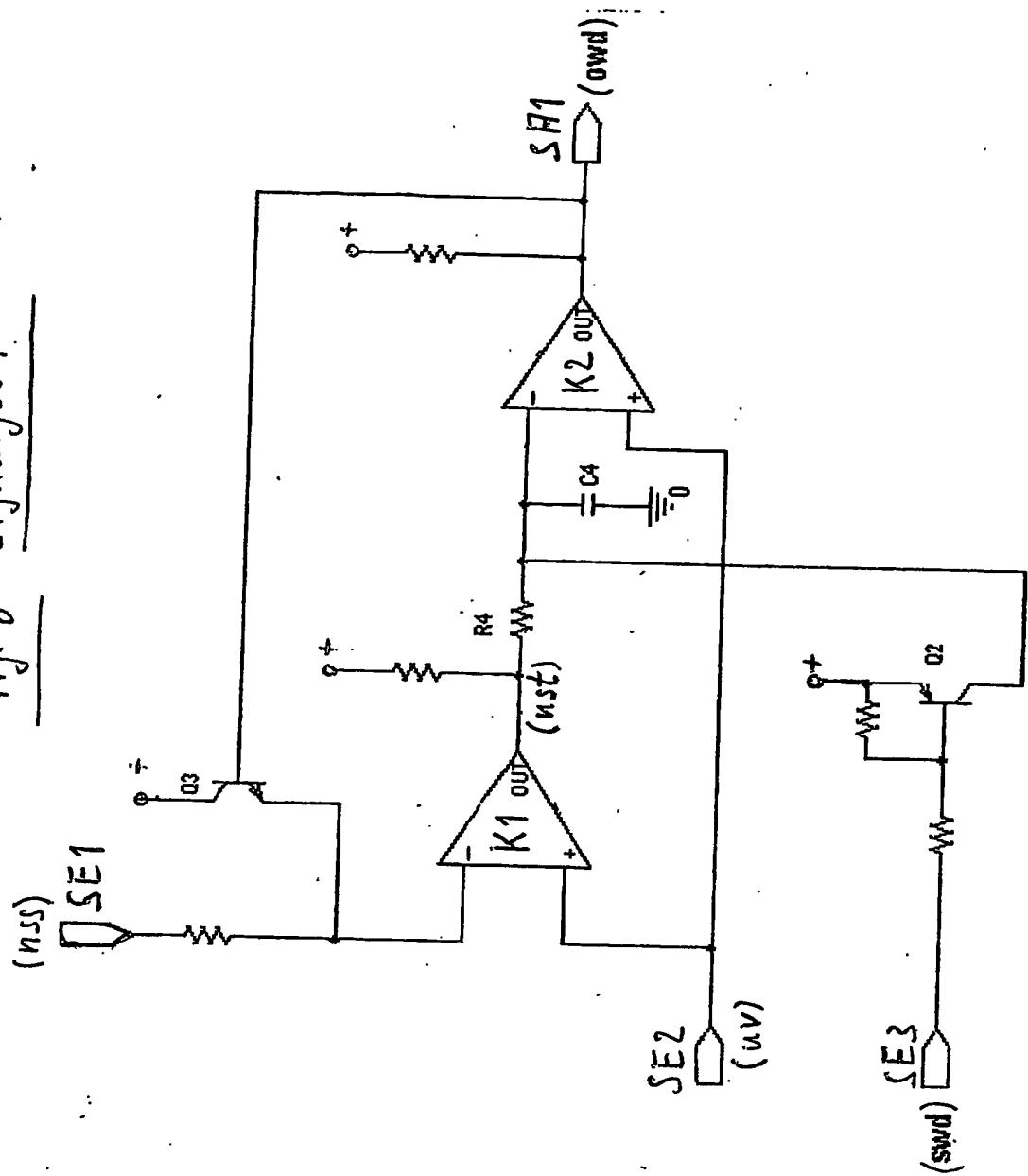


Fig. 6 Signalaufschalt



Positionsdetektor mit Digitalfilter

Fig. 24

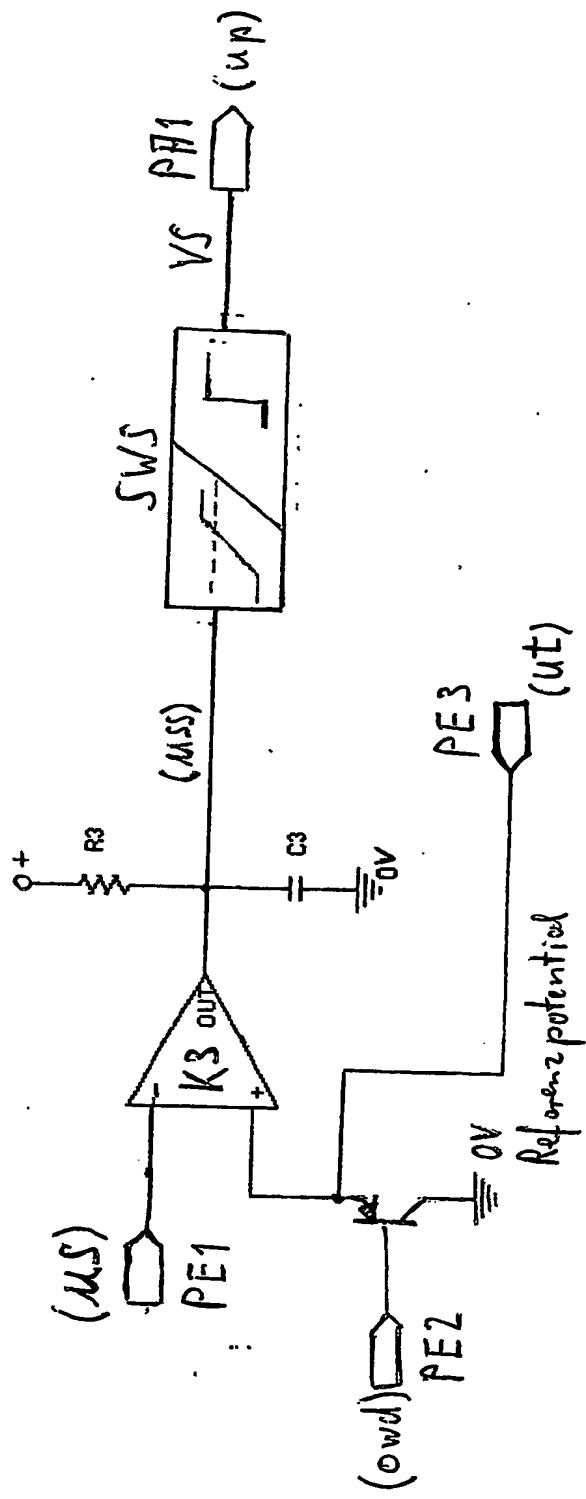
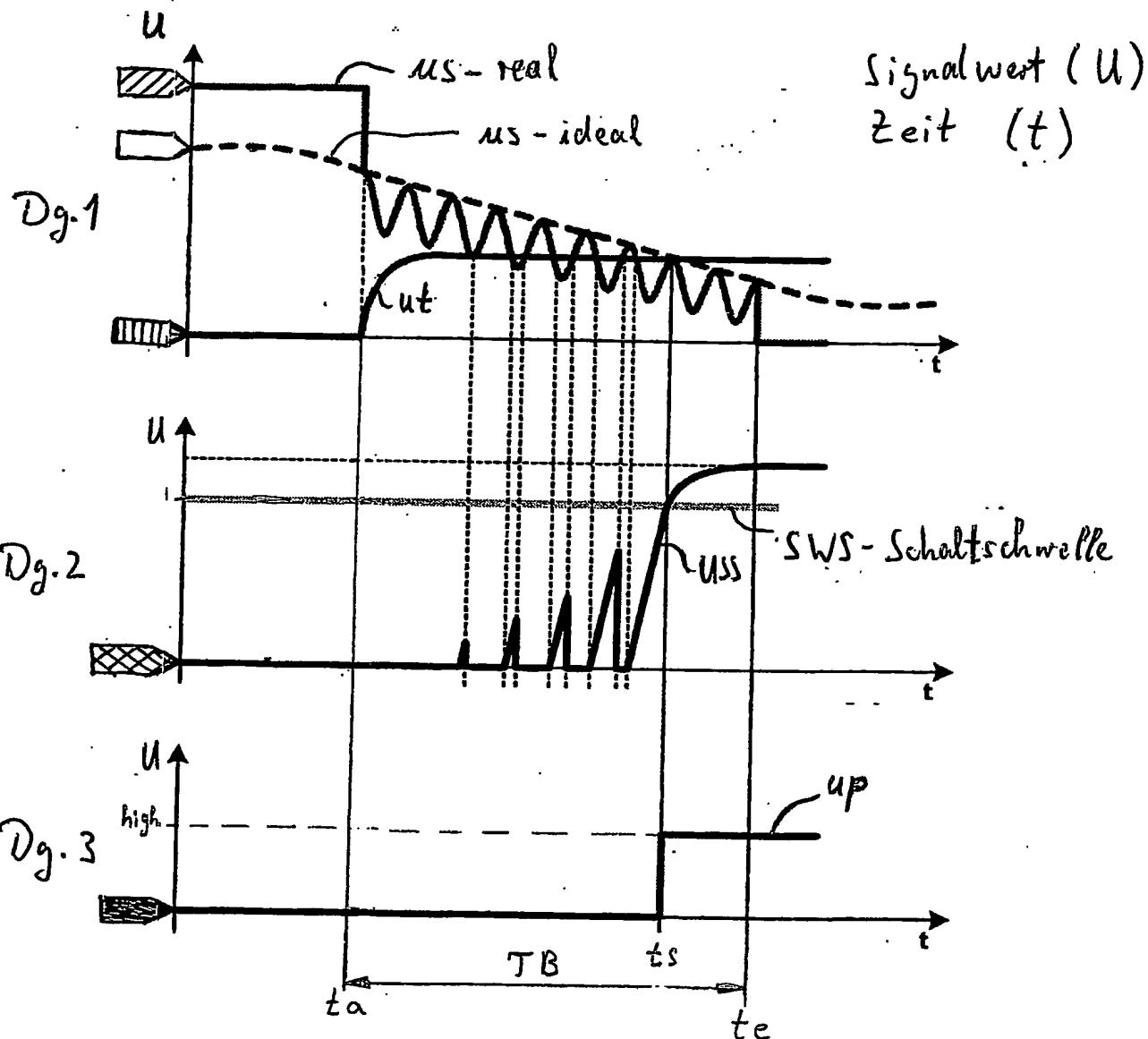


Fig. 7B



Schwellwertgeber

Fig. 8

9/11

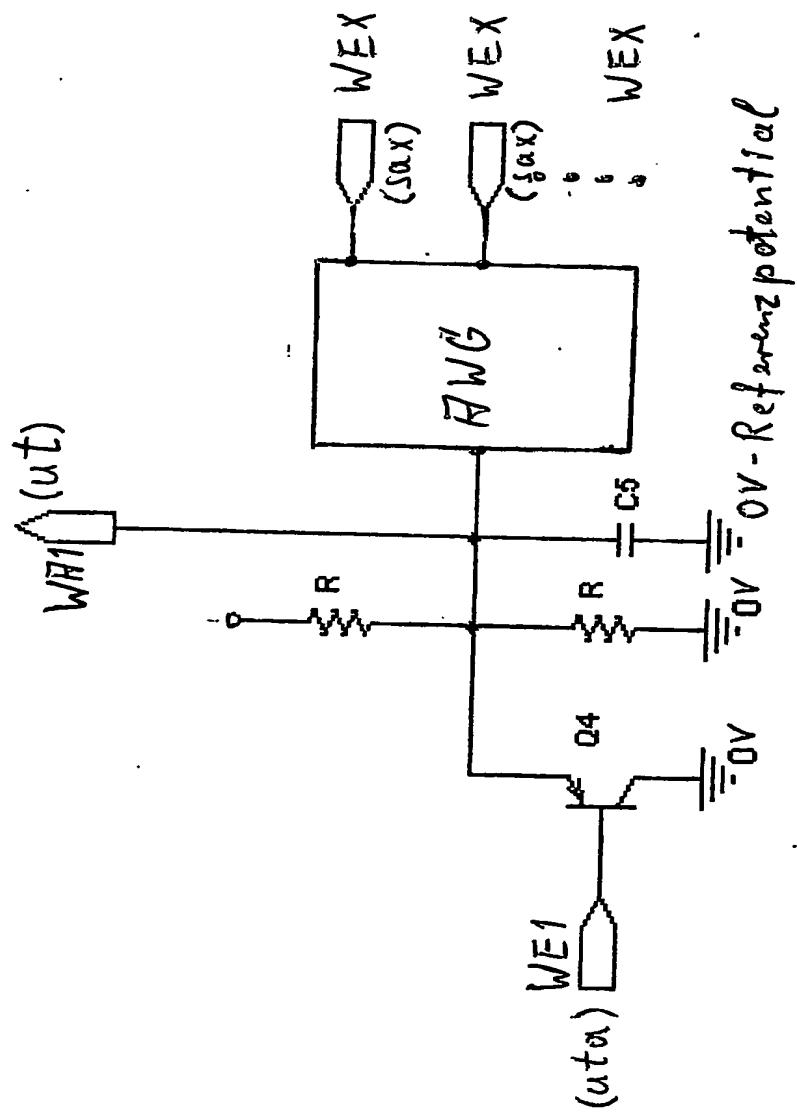


Fig. 9

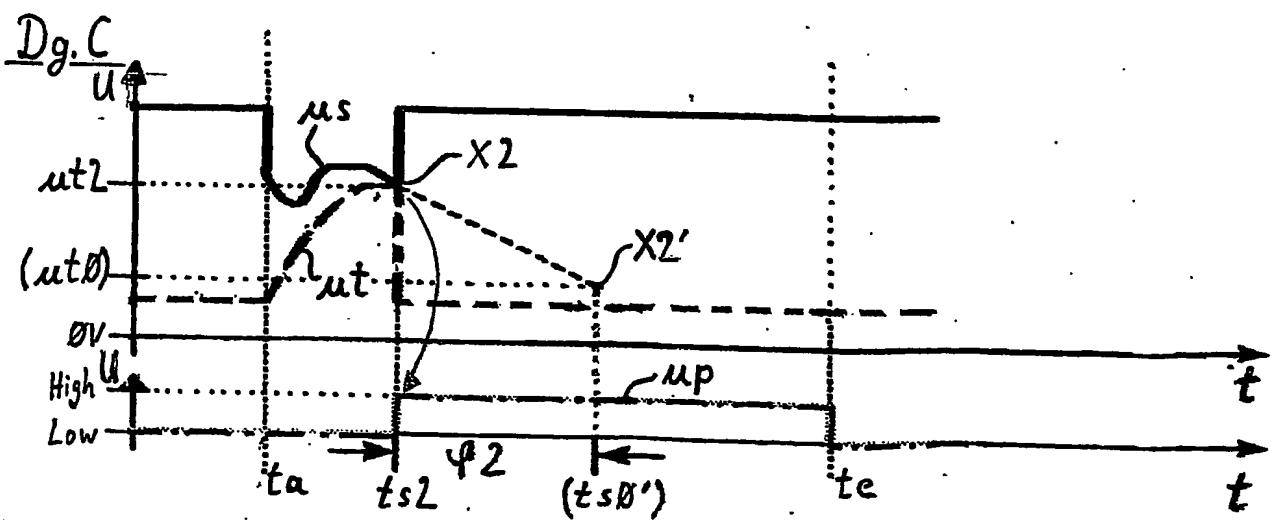
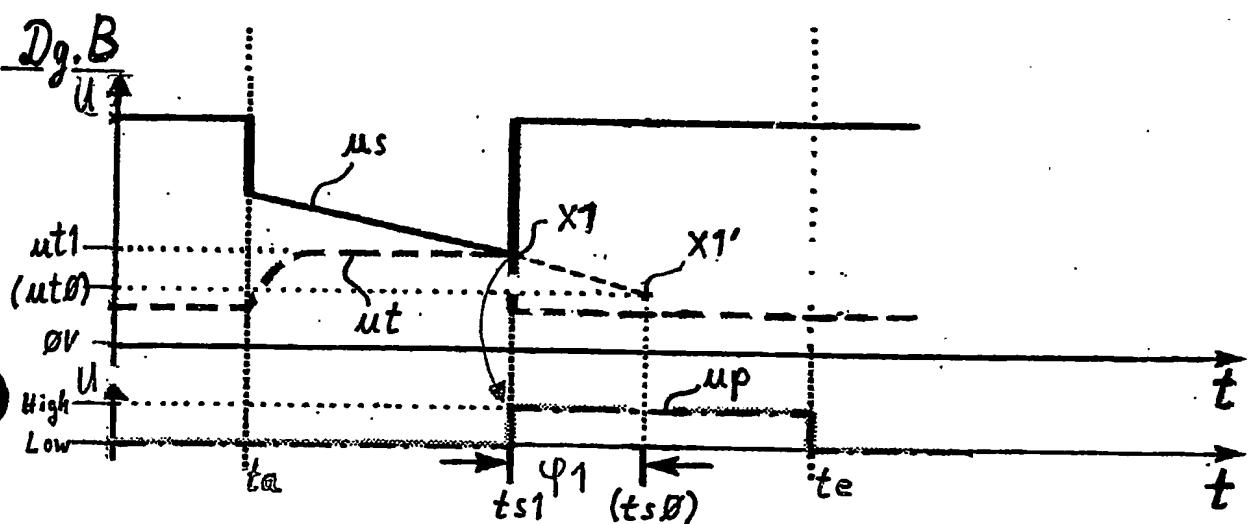
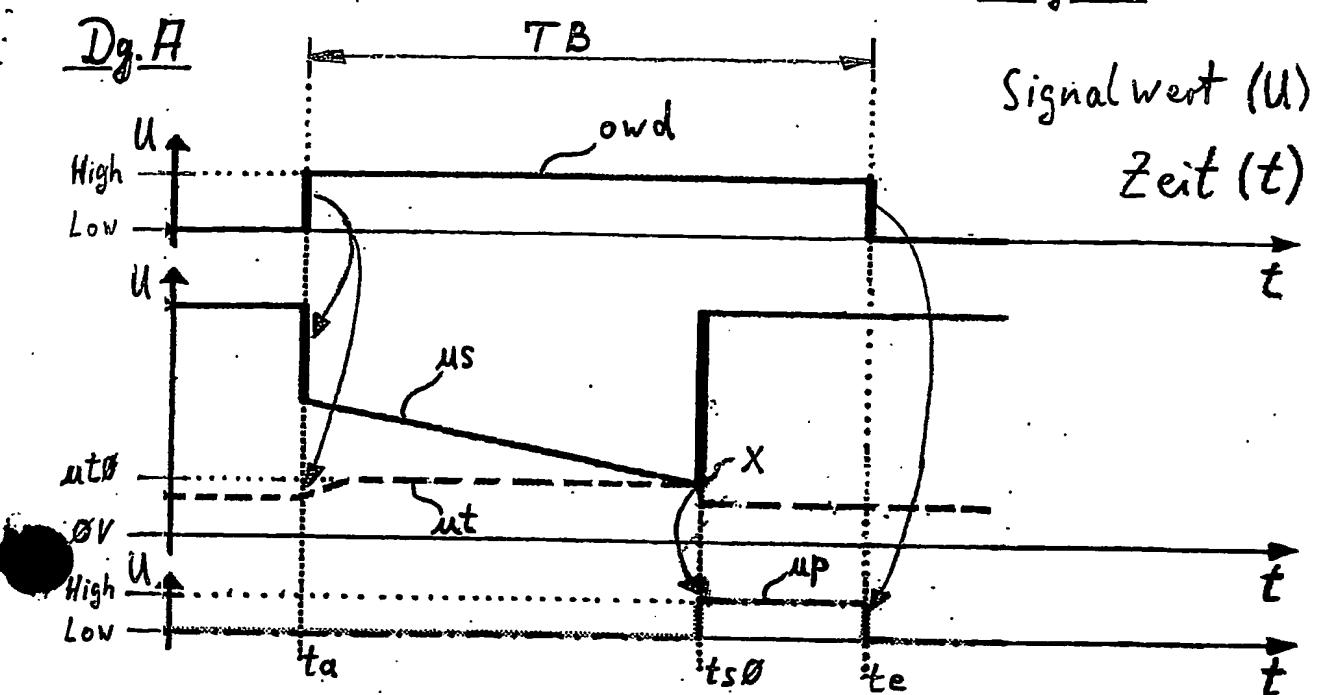
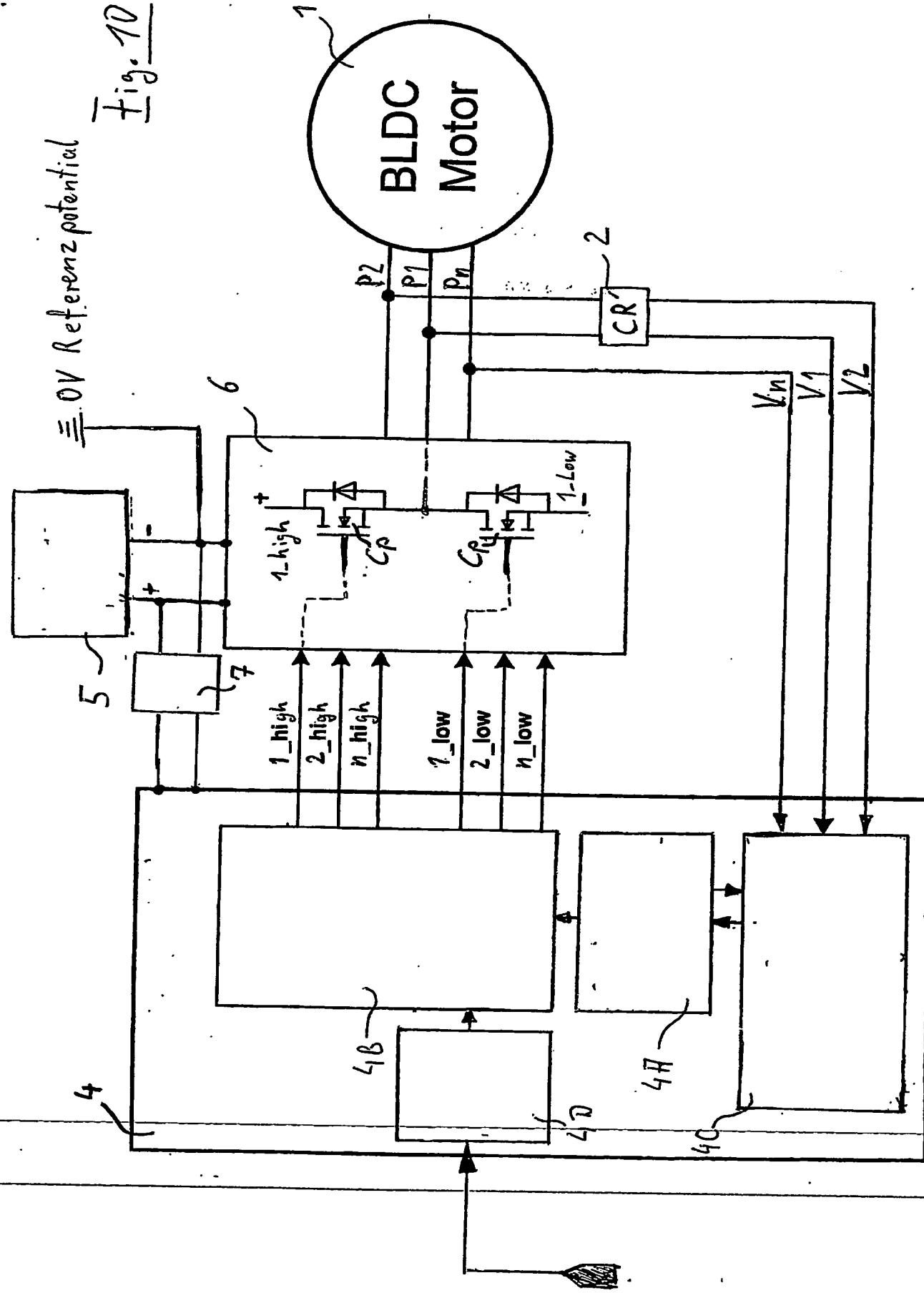


Fig. 10

≡ 0V Referenzpotential



PCT Application
PCT/EP2004/000353



This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT OR DRAWING
- BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- GRAY SCALE DOCUMENTS
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.
As rescanning documents *will not* correct images
problems checked, please do not report the
problems to the IFW Image Problem Mailbox